ANNO IV • NUM. 2
Da pag. 49 a pag. 88
MAGGIO 1949
ELETTRONICA & TELEVISIONE
LIRE 250
IN QUESTO NUMERO:
• NOTIZIE BREVI
• NOTE DI REDAZIONE
• LA RESA DEI CONTRASTI NEL CINEMA E NELLA TELEVISIONE
• CIRCUITI OSCILLATORI ACCOPPIATI
• SEMPLICI PONTI DI MISURA PER RC
Critiche e commenti
• RETE ITALIANA A MODULAZIONE DI FREQUENZA
Lettere alla Direzione
• SERVIZIO DI ASSISTENZA ALLE RADIOAUDIZIONI
• BOLLETTINO D'INFORMAZIONI FIVRE
Nella Rassegna della Stampa Elettronica
• TRASMETTITORE DILETTANTISTICO MODULATO IN GRIGLIA
RADIOINVITO
E. POLLONI
se non avete ancora la radio
se desiderate acquistarla
INVITO ALLA RADIO
INVITO ALLA RADIO
INVITO ALLA RADIO
RAI
radio italiana
a RADIOINVITO Via Arsenale 21 Torino
Vi prego d'inviarmi gratuitamente l'opuscolo "Invito alla Radio"
scrivete a "radioinvito"
via arsenale 21 - torino
indicando cognome, nome e indirizzo
vi verrà inviato gratuitamente l'opuscolo "invito alla radio"
con esso parteciperete senza alcuna formalità al sorteggio
10 automobili fiat 500 c

ANNO IV
NUM. 2
(Da pag. 49 a pag. 88)

MAGGIO
1949

RIVISTA MENSILE DI RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Direttore Tecnico: ING. PROF. G. DILDA

CONSIGLIO TECNICO DI REDAZIONE: Ing. N. Aliotti, R. Bertagnoli, Ing. S. Bertolotti, Dott. M. Bigliani, Prof. Ing. M. Boella, Ing. C. Caveglia, Ing. E. Cristofaro, Ing. C. Egidi, Ing. C. Federspiel, Prof. Ing. A. Ferrari Toniolo, Ing. I. Filippa, Ing. M. Gilardini, Ing. G. Gramaglia, Dott. G. Gregoretti, Dott. N. La Barbera, Ing. G. B. Madella, Ing. A. Marullo, Prof. Ing. A. Pinciroli, Dott. O. Sappa, Ing. E. Severini, Ing. G. Torzo, Ing. R. Vaudetti, Arch. E. Venturelli, Ing. G. Vercellini, Ing. G. Villa, Ing. G. Zanarini.

Direttore Responsabile: P. G. PORTINO

SOMMARIO:

REDAZIONE E AMMINISTRAZIONE . TORINO . Via Garibaldi 16 . Tel. 47.091-92-93-94
Conto Corrente Postale n. 2/30126.

Il presente numero in Italia L. 250 (arretrato L. 300); all'Estero L. 500 (arretrato L. 600)

ABBONAMENTI PER L'ANNO 1949: Annuo in Italia L. 2500; all'Estero L. 4000; Semestre in Italia L. 1350; due anni L. 4250; tre anni L. 5800

La distribuzione viene curata direttamente dall'Amministrazione della Rivista.

LA RADIO ITALIANA DI FRONTE AL PROBLEMA DELLA TELEVISIONE

Il problema di palpitante attualità della Televisione in Italia è stato affrontato, in un esauriente articolo comparso sul Radiocorriere di questa settimana, dal Direttore Generale della RAI, Sernesi.

L'articolista dopo un ampio esame dei problemi tecnici e funzionali e degli aspetti estetici e programmatici che caratterizzano il servizio di cui la RAI è l'unica concessionaria per l'Italia conclude affermando che la Televisione, il cui compito è di integrare ma non di sostituire l'attività cinematografica, informativa e teatrale, rappresenta il naturale sviluppo della Radiodiffusione.

Come per questa anche per la Televisione le condizioni economiche delle Nazioni europee, causa gli alti costi di impianto e di esercizio, non consentiranno prevedibilmente forme libere di diffusione.

La Televisione ha assunto, durante il decorso anno 1948, tanto nel vecchio che nel nuovo continente, una importanza decisiva. Negli Stati Uniti, dove la produzione degli apparecchi riceventi aveva già raggiunto un notevole sviluppo industriale, si è provveduto ad una trasformazione radicale dei mezzi e dei criteri di produzione, allo scopo di raggiungere una fabbricazione economica e su larghissima scala.

In Inghilterra, con mezzi di produzione ampliati e modernizzati, il numero dei ricevitori in servizio è salito, durante il secondo semestre 1948, a circa 100 000.

L'Italia non poteva rimanere nè indifferente nè estranea a questo problema; la stampa tecnico-professionale ed anche quella quotidiana lo hanno affrontato ed illustrato. Enti privati e pubblici, ministeri e comitati hanno fermato la loro attenzione sugli aspetti tecnici, sociali, giuridici ed economici della Televisione. La RAI che affrontò sin dal 1933 la pratica realizzazione della Televisione, inaugurò il primo trasmettitore a Roma il 22 luglio 1939. Senonchè con la guerra gran parte delle apparecchiature andarono distrutte o disperse. Finita la guerra la RAI non mancò di rivolgere l'attenzione al problema ma altra era l'opera che richiedevano ad essa le particolari condizioni del momento: la ricostruzione degli impianti radiofonici distrutti nella misura dell'80 %.

Il problema della Televisione in Italia non è pertanto di oggi; le prove fatte nel passato rappresentano un patrimonio positivo di esperienza di cui possono giovarsi oggi i tecnici della RAI, esperienza che rappresenta nella storia delle radiotrasmissioni in Italia una tappa non priva di sostanziale valore scientifico e pratico.

Cosa fa e cosa si propone di fare oggi la RAI di fronte al problema della Televisione?

La Radio Italiana sta attrezzandosi e preparandosi. La RAI prevede con fondata sicurezza, di poter avere a sua disposizione e a disposizione dei Comitati Tecnici Ministeriali due apparecchiature trasmittenti (una per « sistema »): sarà così possibile sperimentare i diversi sistemi ed integrare gli studi e gli orientamenti degli organismi ufficiali e *passare dalla fase di studi a quella di pratica realizzazione.*

Il Direttore Generale della RAI conclude augurandosi che l'opera dei Comitati, delle Commissioni, delle Mostre e dei Congressi, così come i dibattiti sulla stampa contribuiscano ad una serena ed approfondita valutazione del problema e consentano di raggiungere un valido e sicuro orientamento che giovi tanto alla radiodiffusione quanto alla televisione ed al loro carattere essenziale di pubblici servizi.

"RADIOINVITO"

Allo scopo di favorire una sempre maggiore diffusione della radiofonia nel nostro Paese, la Radio Italiana ha lanciato in questi giorni un nuovo grande concorso a premi, denominato « *Radioinvito* », riservato a tutti coloro che ancora non hanno la radio.

« *Radioinvito* » è dotato di numerosi premi per un valore complessivo di 20 milioni di lire; saranno posti a sorteggio fra i partecipanti al concorso 10 automobili Fiat 500 C e 500 apparecchi AR 48 a 5 valvole.

Le modalità di partecipazione sono molto semplici; tutti coloro che non sono ancora abbonati alle radioaudizioni o che ancora non posseggono un apparecchio radioricevente, scrivendo a « *Radioinvito* », via Arsenale 21 Torino, e specificando il proprio nome, cognome e indirizzo, si vedranno recapitare gratuitamente il libro « *Invito alla Radio* », edito a cura della RAI e connesso al meccanismo del concorso stesso. Infatti ogni volume sarà contraddistinto da un numero, in base al quale colui che lo riceverà sarà ammesso a partecipare ai sorteggi dei premi. Nè la Radio Italiana ha dimenticato i suoi vecchi, fedeli abbonati anche in questa occasione; infatti anche costoro potranno partecipare al concorso « *Radioinvito* » in qualità di « abbonati presentatori », qualora il loro nominativo venga citato nella domanda d'invio del libro. Coloro che sono quindi già abbonati alle radioaudizioni consiglino ai loro amici che ancora non hanno la radio di partecipare a « *Radioinvito* ».

Queste in breve sono le caratteristiche della manifestazione che viene lanciata in questi giorni dalla RAI: riteniamo che essa desterà un particolare interesse nella categoria dei commercianti radio in quanto:

1) contribuendo a risvegliare l'interessamento del mercato favorirà l'incremento delle vendite degli apparecchi radio;

2) offrirà ad ogni commerciante radio la possibilità di concorrere in qualità di « abbonato presentatore » ai vistosi premi riservati agli abbonati alle radioaudizioni.

La documentazione dello sviluppo degli abbonati alle radioaudizioni in Italia nel 1948 nella mostra delle attività radiofoniche presentata dalla RAI alla XXVII Fiera di Milano.

NOTIZIE BREVI

CENTRO ITALIANO DI STUDI RADIOFONICI

Il Centro Italiano di Studi Radiofonici ha proceduto recentemente all'elezione del nuovo Consiglio Direttivo. Presidente del Centro è risultato il prof. Amedeo Giannini; vicepresidenti i proff. Carlo Matteini, Arturo Carlo Jemolo e Algeri Marino, questi due nominati a norma di statuto, rispettivamente dall'Accademia dei Lincei e dal Consiglio delle Ricerche. Lo scrittore Goffredo Bellonci è stato nominato per acclamazione Presidente onorario dell'Assemblea.

(383/121) (*Radio Corriere*).

LA RADIO ITALIANA ALLA FIERA DI MILANO

In occasione della XXVII Fiera di Milano la Radio Italiana ha inaugurato il suo nuovo padiglione, opera degli architetti Castiglioni, allestendo nella luminosa e modernissima costruzione una animata e interessante mostra delle varie attività radiofoniche, dai programmi agli impianti tecnici, dalle iniziative di propaganda al Radiocorriere, e organizzando nell'attiguo Auditorio una serie di spettacoli teatrali e di trasmissioni speciali, dal « Malato immaginario » di Molière alle esibizioni delle sue orchestre di musica leggera.

Il successo di pubblico e di critica per entrambe le forme di partecipazione della RAI alla Fiera di Milano 1949 è stato notevole; la mostra delle attività radiofoniche ha richiamato nella sala superiore del nuovo padiglione una vera folla di visitatori mentre l'Auditorio ha registrato per tutto il periodo della Fiera il « tutto esaurito ».

NUOVE STAZIONI DI TELEVISIONE IN FRANCIA

Alla fine di marzo verranno iniziate emissioni sperimentali di una stazione televisiva parigina ad 819 linee. La potenza iniziale sarà molto ridotta (circa 50 watt), ma verrà progressivamente aumentata e si prevede di portarla a 4 kW verso la fine di ottobre.

La frequenza di trasmissione sarà di 213 MHz.

E' probabile che alla fine di quest'anno venga installata la stazione di Lilla, il cui collegamento per cavo hertziano è in corso di esecuzione.

A Lione verranno fatte dimostrazioni con un impianto mobile in occasione della fiera. (367/103)

APPARECCHIO RADIOGRAFICO PORTATILE

LONDRA: Durante la guerra la mancanza di un apparecchio mobile leggero per la radiografia si è fatta sentire sempre maggiormente; gli apparecchi esistenti non potevano funzionare in località sprovviste di corrente elettrica, quali, ad esempio, i posti di medicazione avanzati o alcune piccole navi da guerra. La Ditta Newton Victor, Ltd. 17, Cavendish Place, London W. 1 è riuscita a produrre un apparecchio in una cassetta facilmente trasportabile. Conosciuto col nome di « Victor Model F. X. Ray Unit », esso sembra dover essere utile in modo particolare al personale medico a bordo dei transatlantici e dei piroscafi da carico. Gli esami radiografici e radioscopici, sinora impossibili ad eseguirsi a bordo delle navi in seguito alla mancanza di adatti apparecchi elettrici, potranno essere praticati con tutta facilità.

(367/104) (*I. T. Inf.*).

LA PRODUZIONE BRITANNICA DI EQUIPAGGIAMENTO RADAR

LONDRA: Durante il 1948 il numero delle navi equipaggiate con radar commerciale britannico è stato di 300, ma si conta nel 1949 di equipaggiare oltre una nave al giorno. L'apparecchio radar di 3 cm è ora entrato nella fase di produzione su vastissima scala.

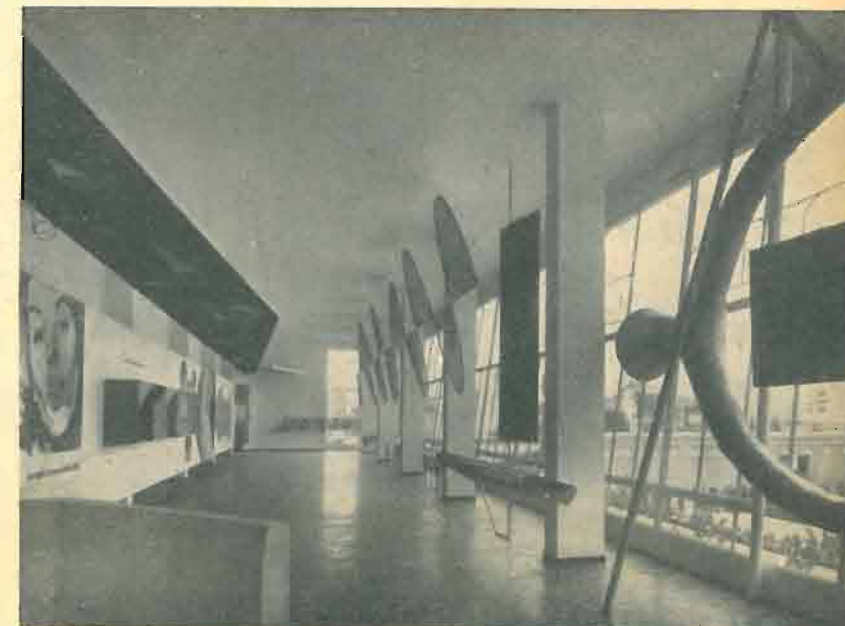
(367/105) (*I. T. Inf.*).

AUSTRALIA: Progetto di impianti televisivi.

Il governo Australiano sta esaminando un progetto per l'installazione del migliore sistema televisivo nel Continente, secondo una comunicazione pervenuta a Scan dall'Australia House. Molte difficoltà devono essere sormontate e ciò a causa delle grandi distanze e dell'irregolare distribuzione della popolazione.

Sebbene l'Australia occupi un'area di 3 milioni di miglia quadrate, circa 4 milioni della sua popolazione di 7 milioni e mezzo sono concentrati nelle città principali. Questi centri, in taluni casi, sono distanti tra loro 2000 miglia.

(367/105) (da *Scan*).

Il salone superiore del padiglione della RAI alla XXVII Fiera di Milano con la mostra delle attività radiofoniche.

Il nuovo padiglione della Radio Italiana alla XXVII Fiera di Milano.

STATI UNITI: Espansione della televisione.

New York sta rapidamente diventando una seconda Hollywood grazie alla grande espansione della televisione nel mercato nazionale. Lungo la costa orientale vi sono 41 stazioni che trasmettono a 620.000 abbonati. Le stelle di Hollywood, secondo il « Kinematograph Weekly » ricevono fino a 1500 sterline per una singola apparizione.
(367/106) (da *Scan*).

BRASILE: Impianti televisivi.

L'unione trasmittente internazionale informa che la prima stazione televisiva del Brasile sarà montata a Rio de Janeiro con materiale americano.
(367/107) (da *Scan*).

FRANCIA: Stazione televisiva a Lilla.

Una stazione televisiva francese sarà montata a Lilla: questa stazione, la prima ad essere piazzata fuori Parigi, dovrà entrare in funzione nella primavera prossima.
(367/108) (da *Scan*).

INGHILTERRA: Costruzioni televisive Scophony - Baird.

Uno dei nuovi progetti per la televisione a cura di Scophony-Baird concernerà le trasmissioni televisive nei teatri. Altro risultato della combinazione è l'apparecchio telericevente da tavola fabbricato da Baird, senza antenna ed a un prezzo modico.
(367/109) (da *Scan*).

LA PRODUZIONE STATUNITENSE DI APPARECCHI DI TELEVISIONE

New-York: Nel 1948 sono stati fabbricati negli Stati Uniti 975.000 apparecchi televisivi, con i quali il totale dalla cessazione delle ostilità è salito a 1 160 000. La produzione ha raggiunto il ritmo massimo nell'ultimo trimestre dell'anno, periodo in cui è stato costruito il 44 % del totale. In dicembre, malgrado le ferie natalizie, sono stati prodotti in media 39.000 apparecchi alla settimana. La produzione dei normali apparecchi radiofonici, con 16 milioni di unità si è mantenuta del 20 % inferiore a quella del 1947, probabilmente a seguito del maggiore impulso dato in molte industrie alla produzione per la televisione. I dati sono stati forniti dall'Associazione americana dei fabbricanti di apparecchi radio.
(383/116) (*I. T. Inf.*).

INDUSTRIA ELETTRONICA NEL SUD AFRICA

Johannesburg: Una industria elettronica sta per essere impiantata nell'Unione del Sudafrica. La decisione si afferma essere in relazione alla recente visita nell'Unione fatta da Laurence Marshall, presidente della Raytheon Manufacturing Company di Newton, Mass. Fra le possibili branche la Raytheon Company potrà costruire nell'Unione le seguenti: equipaggiamento ricevente e trasmittente per trasmissioni radio a bassa frequenza, equipaggiamento per la modulazione di frequenza, equipaggiamento televisivo e radiotelefonico, radar, Raggi X.
(383/117) (*I. T. Inf.*).

LA CATASTROFE DI SUPERGA

Mentre andiamo in macchina ci perviene la tragica notizia della scomparsa, nella catastrofe aerea di Superga, dell'intera Squadra di Calcio del « Torino ».
In segno di cordoglio e di omaggio pubblichiamo una fotografia della squadra dei Campioni d'Italia così immaturamente scomparsa.

ABBONAMENTI

Ricordiamo che i canoni di abbonamento sono fissati come segue:

Abbonamento a	6 numeri	L.	**1350**
»	» 12	»	» **2500**
»	» 24	»	» **4250**
»	» 36	»	» **5800**

Ogni abbonamento può decorrere da qualsiasi fascicolo, in tal modo anche chi abbia già acquistato il presente fascicolo, può fare l'abbonamento a partire dal successivo, usufruendo così di tutti i vantaggi che ne conseguono e cioè: economia, certezza di ricevere il numero a domicilio con anticipo rispetto all'uscita nelle edicole, e così via. È inoltre prevista una forma di *abbonamento rateale*. Questo particolare abbonamento potrà essere fatto prenotando ogni volta il fascicolo successivo al prezzo di

Lire 225 anzichè 250.

Tutti i versamenti si possono fare mediante il Bollettino di c/c postale allegato a ciascun fascicolo della rivista.
Gli abbonati avranno diritto ad una inserzione gratuita di 25 parole ogni sei mesi. Essi godranno inoltre dello sconto del 10 % su tutte le pubblicazioni messe in "Servizio di libreria".

SERVIZIO DI LIBRERIA

British Continental Trade Press Ltd: ***Annuario di elettronica applicata.***

Il contenuto dell'Annuario si divide in quattro parti:

1°) Articoli sulle apparecchiature e sui nuovi e più vasti usi del materiale elettronico nelle comunicazioni, industrie, navigazione, acustica e registrazione sonora, ultrasuoni, scienza, pratica medica, spettacoli, ecc.
2°) Informazioni utili: glossario, lista delle valvole preferite, codici internazionali, qualità standard e prove, paragoni qualitativi del materiale, ecc.
3°) Catalogo internazionale dei fabbricanti radio e degli altri fornitori di materiale elettronico, parti staccate e materiale accessorio, lista dei marchi depositati e dei nomi.
4°) Guida per i clienti, e lista per sezioni di tutti coloro che hanno fatto pubblicità.

Costo della prenotazione L. 4700.

AMMINISTRAZIONE DELLE POSTE E DEI TELEGRAFI
Servizio dei Conti Correnti Postali
Certificato di Allibramento
Versamento di Lire ......
eseguito da ......
residente in ......
via ......
sul c/c N. **2/30126** *intestato a*
ELETTRONICA via Garibaldi 16 . Torino
Addì (¹) ...... 19 ...
Bollo lineare dell'Ufficio accettante
N. ...... del bollettario ch 9
Bollo a data dell'Ufficio accettante

AMMINISTRAZIONE DELLE POSTE E DEI TELEGRAFI
Servizio dei Conti Correnti Postali
Bollettino *per un versamento di L.* ......
Lire ...... (in lettere)
eseguito da ......
residente in ......
via ......
sul c/c N. **2/30126** *intestato a*
ELETTRONICA via Garibaldi 16 . Torino
nell'Ufficio dei conti correnti di ......
Firma del versante
Addì (¹) ...... 19 ...
Bollo lineare dell'Ufficio accettante
Tassa di L. ......
Bollo a data dell'Ufficio accettante
Cartellino del bollettario di accettazione
L'Ufficiale di Posta

Amministrazione delle Poste e dei Telegrafi
Servizio dei Conti Correnti Postali
Ricevuta *di un versamento*
di L. ......
Lire ...... (in lettere)
eseguito da ......
sul c/c N. **2/30126** *intestato a*
ELETTRONICA . Torino
Addì (¹) ...... 19 ...
Bollo lineare dell'Ufficio accettante
Tassa di L. ......
Cartellino numerato del bollettario di accettazione
L'Ufficiale di Posta
Bollo a data dell'Ufficio accettante

La presente ricevuta non è valida se non porta nell'apposito spazio il cartellino gommato numerato.

Indicare a tergo la causale del versamento

(¹) **La data dev'essere quella del giorno in cui si effettua il versamento.**

SERVIZIO DI LIBRERIA

ELENCO DELLE OPERE DISPONIBILI ATTUALMENTE

G. DILDA: *Radiotecnica*. Vol. I. Elementi propedeutici. III Ediz. 1946 (vol. di 352 pagine con 214 figure). Prezzo L. 1000

G. DILDA: *Radiotecnica*. Vol. II, Radiocomunicazioni e Radioapparati. III Ediz. 1945 (vol. di 378 pagine con 247 figure). Prezzo L. 1200

G. DILDA: *Radioricevitori*. II Ediz. 1947 (Un vol. litografato di 335 pagine con 108 figure). Prezzo L. 1000

G. SACERDOTE e C. BASILE: *Tubi elettronici e loro applicazioni*. (Un vol. litografato di 324 pagine con 197 figure). 1936. Prezzo L. 500

A. PASCUCCI: *Enciclopedia pratica di radiotecnica*. (Un volume in ottavo di 16,5x24 cm. di 1135 pag. rilegato in tela). Ediz. 1948. Prezzo L. 4200

E. WRATHALL - R. ZAMBRANO: *Teoria e calcolo dei traslatori per altoparlante*. (Un vol. litografato di 43 pag. con 19 figure), I Ristampa 1949. Prezzo L. 150

DR PROVENZA: *« Vademecum per aspiranti Radio Telegrafisti »*. Ministero Poste e Telecomunicazioni. Volume in sedicesimo di 40 pagine. Prezzo L. 300.

P. H. BRANS: *Vade-Mecum dei tubi elettronici 1948*. 7ª edizione, interamente rinnovata, contenente i dati di tutte le valvole costruite fino ad oggi, comprese quelle Russe e quelle Giapponesi. Sono stati aggiunti i dati delle valvole trasmit enti, delle cellule fotoelettriche, dei tubi speciali quali i tubi ad emissione secondaria, i tiratron, i magnetron, i clistron, i contatori di Geiger usati a Bikini. Prezzo L. 2400

F. E. TERMAN: *Radio Engineering*. III Edizione 1947. McGraw-Hill. Volume in ottavo di 970 pagine, rilegato in tela. Prezzo L. 6600.

Radio Handbook. (Di vari autori). Edizione francese. Traduzione della 10ª edizione americana. (Un volume di circa 350 pagine, con numerose figure e tabelle). Prezzo L. 4200

Radio at ultra - high frequencies. Vol. II. Un volume di X + 485 pagine, in ottavo, rilegato in tela, pubblicato dalla «R.C.A. Review». Prezzo L. 3200

ABBONAMENTI A RIVISTE

Electronics:

1 anno L. 15 500 2 anni L. 24 000 3 anni L. 32 000

Radio News:

1 anno L. 4400 2 anni L. 6600 3 anni L. 7300

Radio Electronics (già Radio Craft):

1 anno L. 3200 2 anni L. 5500 3 anni L. 7500

NOTE DI REDAZIONE

INDICAZIONE DELLA DATA DI CIASCUN FASCICOLO. Finora i fascicoli della Rivista erano contrassegnati con l'indicazione dei mesi secondo la successione naturale di questi. Siccome per varie ragioni, che in parte abbiamo cercato di illustrare ai nostri lettori, non è stato possibile mantenere un ritmo perfettamente regolare ed è stato perduto il passo nonostante la pubblicazione di qualche numero doppio, il mese contrassegnato nel fascicolo non corrispondeva più all'effettivo mese di pubblicazione. Ciò portava a notevoli inconvenienti sia per quanto riguarda la pubblicazione di notiziari di attualità, sia perchè, come i nostri lettori avranno notato, a piè di pagina viene annotata la data di arrivo e di revisione degli articoli pubblicati.
Per evitare tali inconvenienti si è cercato di correggere il mese di contrassegno del fascicolo con l'indicazione del mese di pubblicazione. Questo d'altra parte poteva non corrispondere esattamente con quello di distribuzione. Il sistema non era privo di inconvenienti e generava non poca confusione. Nella impossibilità di rimetterci nuovamente in passo in breve tempo ed allo scopo di eliminare gli inconvenienti sopra indicati si è deciso di indicare in ogni caso il mese di effettiva pubblicazione del fascicolo. Così questo secondo numero della quarta annata, porta l'indicazione del mese di maggio.
Vogliamo peraltro rassicurare gli abbonati che il loro abbonamento sarà naturalmente computato in base ai numeri effettivamente pubblicati ed a cui hanno diritto.
S'intende che il migliore sistema è quello di uscire regolarmente, mese per mese, con puntualità cronometrica. È questo l'obbiettivo a cui miriamo e che siamo fiduciosi di poter fin d'ora conseguire a partire dai prossimi mesi, senza aumentare l'attuale ritardo.

SOMMARI IN LINGUA STRANIERA. DOCUMENTAZIONE. Data la crescente diffusione all'estero della nostra Rivista, da tempo avevamo in animo di far precedere ogni articolo, oltre che dal consueto sommario in lingua italiana, anche da una sua traduzione in lingua francese ed inglese. A partire da questo numero riusciamo a mettere in atto il nostro intendimento.
Desideriamo osservare che, se è vero che tale iniziativa interessa soprattutto i lettori stranieri, essa tuttavia non deve riuscire indifferente ai lettori italiani ed in particolare ai collaboratori di « Elettronica ». Infatti essa facilita la conoscenza dei loro scritti all'estero, sia perchè anche gli stranieri possono così rendersi conto facilmente del contenuto dell'articolo, sia perchè è più probabile che l'articolo, già provvisto di sommari in lingua straniera, venga incluso fra quelli di cui si ritiene opportuno riportare la recensione nelle raccolte bibliografiche che compaiono su tante Riviste straniere.
Questa nostra iniziativa concorda con le raccomandazioni votate dall'Unione Internazionale di Fisica Pura ed Applicata di cui il Direttore del Politecnico di Torino, Prof. E. Perucca, dà notizia con una sua circolare del 20-4 u.s. Ecco in breve le proposte votate dall'U. I. F. P. A.:
« 1° a) Ogni lavoro originale pubblicato su una Rivista di Fisica dovrà essere preceduto da un sommario indipendente dal testo e dalle figure, redatto, qualunque sia la lingua del testo originale, sia in inglese sia in francese.
b) I sommari dovranno essere preparati a cura della Direzione Scientifica della Rivista affinchè essi rappresentino correttamente il contenuto dell'articolo. Un'accettazione automatica di un sommario redatto dall'autore non è desiderabile.
2° L'Unione internazionale di Fisica Pura ed Applicata spera che sia prossimamente possibile fare in modo che due periodici di documentazione (l'uno in francese l'altro in inglese) pervengano a riunire i sommari di tutti gli articoli originali consacrati a questioni di Fisica ».
A proposito di quest'ultimo punto desideriamo ricordare quanto scrivevamo nelle Note di Redazione del numero di ottobre 1947 a pagina 293 che erano dedicate a tale argomento col titolo « Recensioni: riassunti o segnalazioni? » In sostanza si osservava che la stesura delle recensioni può seguire due metodi, con tutte le graduazioni intermedie e cioè: a) riassunto abbastanza sviluppato, tale da potersi in molti casi sostituire all'articolo originale così da evitare al lettore difficoltà di traduzione, di ricerca ed acquisto delle riviste e talora perfino d'interpretazione; b) segnalazione molto breve e concisa adatta unicamente allo scopo di facilitare le ricerche bibliografiche.
Veniva poi espressa l'opinione che il primo sistema doveva essere adottato dalle Riviste e che il secondo doveva invece essere oggetto di una pubblicazione di carattere bibliografico a sè stante molto completa e aggiornata. Si osservava infine che se questo non si verificava in pratica ciò doveva essere attribuito alla disparità ed inorganicità delle diverse e troppo numerose iniziative. Infatti anche in Italia le pubblicazioni che raccolgono sommari di segnalazione sono molte (Ricerca Scientifica - Centro di Elettrologia di Padova - Edison - Elettrotecnica - Rassegna Poste e Telecomunicazioni - Stet - Fiat ecc.).
Se veramente l'Unione internazionale di Fisica Pura ed Applicata riuscirà ad organizzare in forma unitaria il servizio di segnalazione bibliografica avrà compiuto un'opera meritoria e non possiamo che esprimere il nostro augurio in tale senso. Siamo peraltro perplessi sulla probabilità di riuscita perchè gli ostacoli, le diffidenze e le posizioni precostituite da superare sono molto gravi e non vorremmo che la nuova iniziativa si aggiungesse alle altre senza riuscire a sostituirsi ad esse.

G. D.

LA RESA DEI CONTRASTI NEL CINEMA E NELLA TELEVISIONE (*)

prof. E. VASSY
Maitre de Conférence à la Faculté des Sciences - PARIS
Ing. Conseil à la Compagnie des Compteurs

SOMMARIO. Si esaminano le condizioni che devono essere soddisfatte affinchè le immagini televisive o cinematografiche offrano all'occhio una sensazione di contrasto analoga a quella che offrirebbe l'originale. A tal fine si considera dapprima il caso della riproduzione di oggetti colorati, e si stabiliscono le caratteristiche soggettive dell'occhio medio. In seguito si considera la riproduzione (sempre in bianco e nero) di soggetti colorati, e tenendo conto delle curve di sensibilità di varie emulsioni fotografiche o di vari tubi di presa televisiva, si stabilisce la composizione spettrale ottima delle lampade che illuminano la scena da riprodurre. Le considerazioni svolte indicano la via che si deve seguire per una razionale soluzione del problema, e mostrano l'opportunità di completare con misure sistematiche le attuali conoscenze sul comportamento dell'occhio umano.

RESUMÉ: On examine les conditions qui doivent être satisfaites afin que les images télévisives où cinématographiques offrent à l'oeil une sensation de contraste analogue à celle qu'offrirait l'original. A cet effet on considère d'abord le cas de la reproduction d'objets non colorés et on établit les caractéristiques subjectives de l'œil moyen. Ensuite on considère la reproduction (toujours en blanc et noir) de sujets colorés, et en tenant compte des courbes de sensibilité de diverses emulsions photographiques où de divers tubes de prise télévisive, on établit la meilleure composition spectrale des lampes qui éclairent la scène à reproduire. Les considérations developpées indiquent la voie qu'on doit suivre pour obtenir une solution rationnelle du problème, et montrent l'opportunité de compléter, par des mesures systématiques, nos connaissances sur le comportement de l'œil humain.

SUMMARY: The article examines conditions that should be satisfied for television or cinema images to render the same degree of contrast as the original. First reproduction of coloured objects is considered and average characteristics of the human eye are established. Follows the reproduction in black and white of coloured objects and, taking into consideration the sensitivity curves of various photographic emulsions and camera tubes, the best spectral distribution of light sources for illuminating scenes to be reproduced are established.
The article shows the way to a rational solution of the problem and the necessity for a more complete set of measurements to extend present knowledge of human vision.

1. Premesse.

Nel loro trattato classico di televisione, Zworykin e Morton scrivevano nel 1940 che la relazione fra la brillanza dei punti dell'immagine originale e i corrispondenti punti dell'immagine riprodotta non è così critica come la geometria e la risoluzione della riproduzione.

Oggi, vale a dire dopo otto anni, la questione merita di essere riconsiderata, dato che, in ciò che concerne la geometria, e soprattutto la definizione, notevoli progressi sono stati attuati. A tale riguardo si ricorda che la « Compagnie des Compteurs » fin dal 1944 ha presentato in Francia un sistema a 1015 linee. Invece la resa dei contrasti non ha ricevuto l'attenzione necessaria e vi è ora un notevole ritardo da colmare.

Siccome il tema del nostro Congresso si riporta alle relazioni fra la televisione e il cinema, quest'ultimo ci può servire da punto di riferimento. Ma prima di tutto è necessario svolgere alcune considerazioni di carattere generale indispensabili a una buona comprensione dei problemi posti.

Nel cinema, come in televisione, si tratta di ottenere un'impressione visiva su una superficie che si avvicini il più possibile a quella che dà direttamente l'originale nello spazio. Si avranno dunque due meccanismi da distinguere: la *fase soggettiva* legata a considerazioni psicofisiologiche, e la *fase oggettiva* nella quale un processo fisico si sforzerà di ottenere una distribuzione delle brillanze nella riproduzione che sia identica a quella dell'originale.

Lascieremo da parte il caso del cinema e della televisione a colori, limitandoci alla riproduzione in nero e bianco. Per semplificare l'esame di questa questione già sufficientemente complessa, e unicamente per ragioni didattiche, considereremo successivamente due casi:

— riproduzione di oggetti non colorati, rappresentanti tutta la scala dei grigi compresi fra il nero e il bianco;

— riproduzione di oggetti colorati.

2. Oggetti non colorati.

I. - FASE OGGETTIVA.

Non crediamo necessario descrivere i differenti stadi dell'immagine nel cinema e nella televisione. Ci accontenteremo di presentare un quadro schematico in maniera di averli presenti (fig. 1).

a) Cinema.

Poichè il nostro scopo è quello di studiare la resa dei contrasti, ricordiamo alcune nozioni ben conosciute. La

(*) Pervenuto il 4-XII-1948. Tradotto e ridotto dal dattiloscritto francese a cura della Redazione. (332)

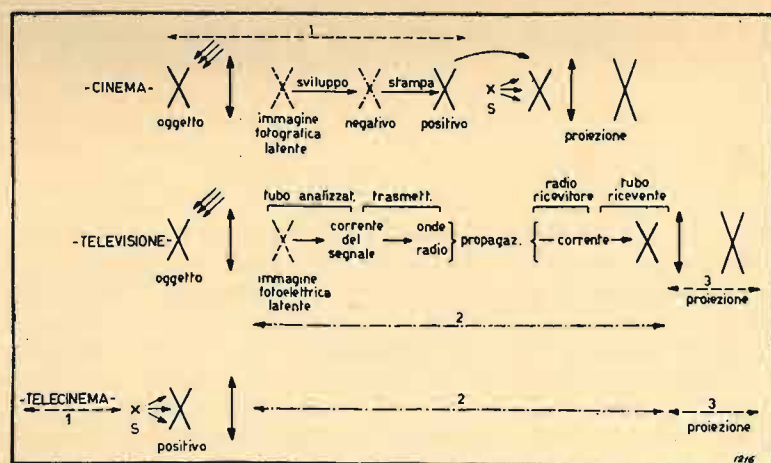



FIG. 1. - Schema generale dei procedimenti usati nel cinema, nella televisione e nel telecinema.

comparazione della distribuzione delle brillanze sull'oggetto e sull'immagine positiva è un problema di sensitometria fotografica già vecchio poichè è stato abbordato da Hurter e Driffield nel 1891, poi da Lord Rayleigh (bibl. 1). Renwick (bibl. 2) ne ha dato una soluzione grafica sulla quale non insisteremo, preferendo esaminare quella più nota di Jones (bibl. 3).

Sulla figura 2 la curva A rappresenta la curva caratteristica del negativo tracciata come abitualmente; sulle ascisse, segnate in alto, sono portati i logaritmi dell'intensità luminosa del soggetto ($\log B_0$). La curva B rappresenta la caratteristica del positivo, ruotata di 90° in maniera che le sue ascisse corrispondono alle illuminazioni ricevute attraverso il negativo durante il tempo di posa impiegato per la copia. La curva C è una retta a 45° (ciò corrisponde a condizioni di osservazione identiche per il soggetto e per la sua riproduzione). E' possibile allora costruire punto per punto la curva D rappresentante l'intensità luminosa della riproduzione in funzione dell'intensità luminosa del soggetto.

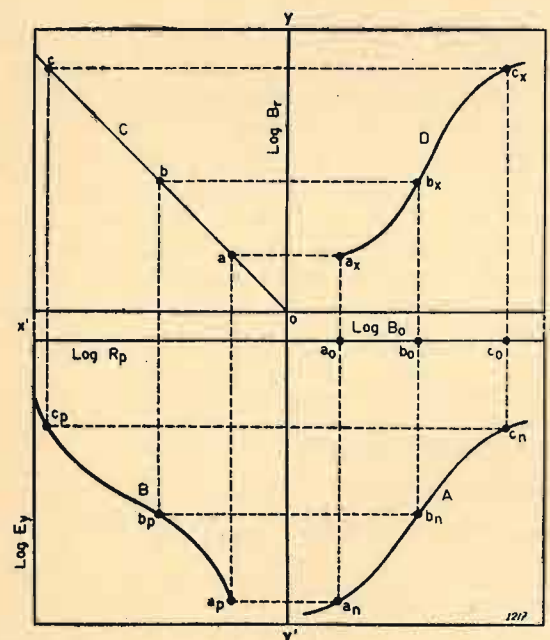



FIG. 2. - Costruzione grafica della relazione fra la brillanza dell'originale, B_0, e quella della riproduzione fotografica, B_r, essendo nota la curva caratteristica del negativo (A) e quella del positivo (B). Le varie grandezze in gioco sono riportate come di consueto in scala logaritmica.

La curva ottenuta differisce il più delle volte da una retta a 45° che rappresenterebbe una traduzione ideale. Quest'ultima non potrebbe essere ottenuta che se la curva B fosse simmetrica di A rispetto all'asse $Y'Y$, ciò che non è sfortunatamente possibile ottenere nella realtà, fuori dalla regione lineare delle caratteristiche.

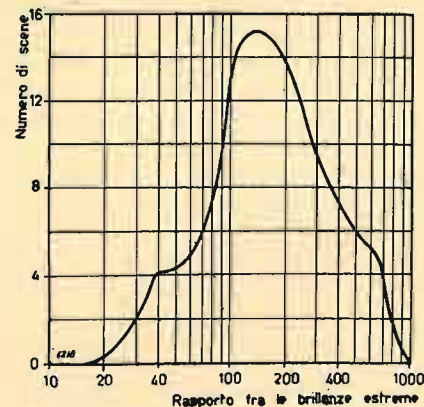



FIG. 3. - Curva della frequenza statistica di scene presentanti i rapporti fra le brillanze estreme riportati in ordinate. La frequenza massima si ha in corrispondenza del rapporto 160.

E' possibile determinare le relazioni analitiche che devono essere verificate; uno dei casi particolari è la relazione di Goldberg:

$$\gamma_n \gamma_p = 1$$

Avendo le curve caratteristiche delle emulsioni positive e negative di cui attualmente disponiamo, si è dunque in diritto di domandarsi in quali misure i contrasti degli oggetti che si incontrano in natura o nello studio potrà essere reso correttamente. Bisognerà, perciò, esaminare successivamente l'estensione dei contrasti riscontrati e le proprietà delle emulsioni negative e positive.

La brillanza di una superficie, considerata come una sorgente secondaria, dipende dalle sue proprietà diffondenti (albedo) e dall'illuminazione che riceve; questi due fattori sono estremamente variabili (da 0,01 a 0,98 per il 1°, da una frazione di lux ad oltre 100.000 lux per il 2°); perciò gli oggetti da riprodurre presenteranno brillanze comprese entro un intervallo estremamente esteso. Si sono fatte statistiche a questo proposito e la

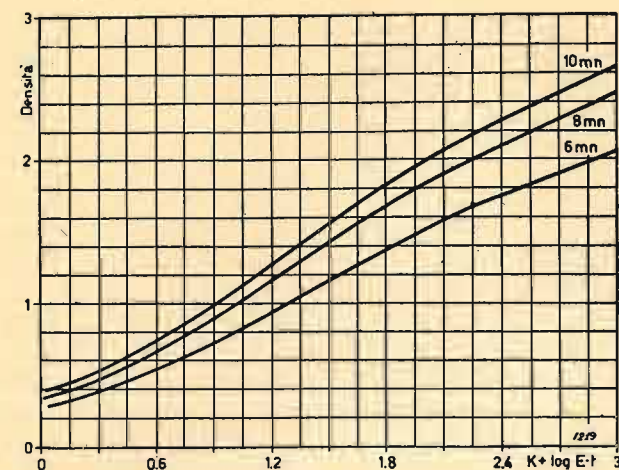



FIG. 4. - Curve caratteristiche di una emulsione negativa di uso corrente in cinematografia, per diverse durate dello sviluppo. E è l'illuminazione, t il tempo di esposizione e k una costante.

figura 3 raffigura la frequenza delle scene (ordinate) che presentano il rapporto delle intensità luminose estreme indicato in ascisse. Si vede che questo rapporto può raggiungere 1000, ma il più spesso esso capita intorno a 160, di cui il logaritmo è 2,2.

Esaminiamo ora le possibilità che offrono le emulsioni fotografiche moderne per accettare un uguale intervallo di brillanze.

La figura 4 mostra una famiglia di curve caratteristiche con diversi valori di γ corrispondenti a differenti condizioni di sviluppo, relative a una emulsione correntemente utilizzata in cinematografia. Per il positivo la figura 5 rappresenta la curva di una emulsione di uso corrente per un γ abituale; l'emulsione permette di rendere contrasti assai deboli (10), ma si vede bene che, per un γ più debole, questo intervallo potrebbe essere esteso. In tutti i casi il materiale fotografico introduce qualche restrizione e la soluzione teorica non è possibile.

Non sono solamente le proprietà delle emulsioni fotografiche che intervengono nella resa dei contrasti bensì anche le due operazioni di proiezione; la prima nella camera di presa, la seconda sullo schermo.

Alla presa, sull'emulsione fotosensibile, non arriva

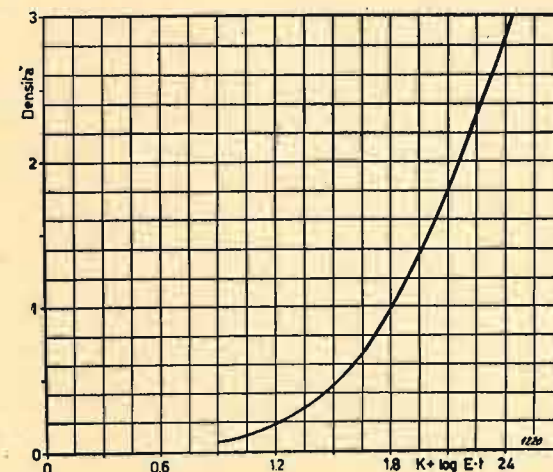



FIG. 5. - Curva caratteristica di una emulsione positiva di uso corrente in cinematografia. E è l'illuminazione, t il tempo di esposizione e k una costante.

soltanto la luce che concorre alla formazione dell'immagine geometrica, ma anche quella parassita proveniente dalla diffusione sulle superfici delle lenti che formano il sistema ottico. Ciò equivale ad un peggioramento della curva caratteristica del negativo, specialmente nella regione debolmente esposta, che viene sollevata. Questo effetto può essere considerevolmente attenuato depositando sulle superfici ottiche un sottile strato di sostanza con indice di rifrazione intermedio tra il vetro e l'aria; tale trattamento aumenta altresì la luce trasmessa.

Alla proiezione sullo schermo, la luce parassita dovuta al proiettore interverrà ugualmente, ma questa volta è la regione di sovraesposizione della curva che verrà abbassata. In questo caso, interviene inoltre la luce della sala, giacchè quest'ultima non è perfettamente oscura. Supponiamo ad esempio che l'illuminazione dello schermo dovuta alla luce ambiente sia di 1 lux. Se l'immagine proiettata determina illuminazioni comprese fra 150 e 1,5 lux, sullo schermo si hanno in realtà illuminazioni comprese fra 151 e 2,5 lux con un rapporto pari a 60 invece di 100. Questo sottolinea quanto possono perdere in qualità alcune scene assai oscure allorchè esse vengano proiettate in una sala che abbia un livello relativamente elevato di luce ambiente.

Si sono fatte prove per misurare le brillanze nelle condizioni di proiezione di film recenti (Les Amoureux sont seuls au monde - L'Aigle à deux têtes, ecc.). Le misure sono state fatte su scene quasi fisse ed hanno condotto ai seguenti risultati:

Scene a illuminazione normale: abiti bianchi: 15 a 18 apostilbs; volti: 5 a 10 apostilbs; abiti scuri e regioni fosche della scena: 0,3 a 2 apostilbs.

Dunque si ha su per giù il medesimo contrasto che per le prove. Esistono tuttavia punti per i quali la brillanza raggiunge 25 a 25 aps, per cui il rapporto di contrasto raggiunge 100.

Scene a tonalità grigiastre: richiedono una illuminazione assai dolce. Le brillanze osservate variano fra 0,4 e 15 aps, ciò riduce il contrasto a 40 circa, alcune volte si hanno tuttavia effetti di cielo con una brillanza massima di 75 a 100.

Scene a contrasti elevati: per ricercare questi effetti si utilizzano illuminazioni assai « dure ». Si trovano allora brillanze fra 0,3 e 40 aps. Il rapporto di contrasto non è modificato, ma non si misurano brillanze nei valori medi fra 2 e 10 aps.

b) Televisione.

Le considerazioni precedenti ci offrono una guida per esaminare, dal medesimo punto di vista, ciò che succede in televisione.

E' però necessario insistere su una importante difficoltà che si presenta. Se la fotometria del soggetto da televedere è del tipo classico, non è lo stesso per l'immagine televisiva; si tratta qui della fotometria di un punto luminoso mobile. Si avrà un'idea della importanza che essa presenta se si pensa a ciò che è avvenuto per la fotometria degli astronomi che è una fotometria di sorgenti puntiformi. Queste due scienze si erano sviluppate indipendentemente, con metodi e si-

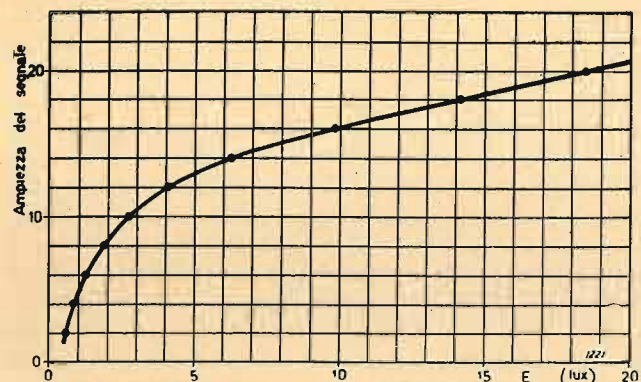



Fig. 6. - Ampiezza in millivolt del segnale fornito da un iconoscopio in funzione dell'illuminazione del fotocatodo (in lux).

stemi di unità molto differenti, perciò si sono dovute superare non poche difficoltà per stabilire i rapporti di corrispondenza.

Se si vuol agire utilmente sulla resa dei contrasti, occorre considerare separatamente il ruolo dei differenti organi. Consideriamo nuovamente la figura 1 ed esaminiamo come si comporta, dal punto di vista del contrasto, il tubo analizzatore.

Supponiamo che questo sia un iconoscopio. In prima approssimazione, la tensione V ai terminali della resistenza di carico R, che appare sotto l'azione di una illuminazione E è data dalla relazione:

$$V = k\,p\,A\,R\,E$$

dove k è il potere ricoprente (rapporto fra la superficie effettivamente coperta dal materiale catodico e quella totale del mosaico; p la sensibilità del materiale catodico (espressa per es. in μA/lumen), A la superficie del mosaico

In realtà l'ampiezza del segnale emesso non è proporzionale all'illuminazione ricevuta a causa di un fenomeno di saturazione. La figura 6 rappresenta il segnale utile (m V) in funzione dell'illuminazione del fotocatodo (lux). Questi sono i risultati delle misure effettuate alla Compagnie des Compteurs, sotto la direzione dell'Ing. Strelkoff.

Per determinare l'intervallo di brillanze che può ricevere tale tubo, bisognerebbe determinare molto accuratamente la regione vicina all'origine. Ma il fatto più grave è che la curva dipende dalla parte della superficie illuminata che si considera e dal livello di illuminazione del resto del catodo.

E' evidente che tale risposta compromette seriamente la possibilità di una resa corretta in un largo intervallo, e sotto questo aspetto la superiorità di un tubo analizzatore quale l'isoscopio o l'orthicon è indiscutibile. In effetti, consideriamo la curva rappresentante l'intensità del segnale emesso sulla « targhetta » (la corrente di uscita è il prodotto di questa per il guadagno del moltiplicatore di elettroni) in funzione dell'illuminazione del fotocatodo (fig. 7). Si vede che essa presenta una parte rettilinea in un intervallo di brillanze vicino a 1000. E' dunque migliore di una buona emulsione negativa.

Fig. 7. - Corrente emessa da un orthicon in funzione dell'illuminazione del fotocatodo (in lux).

Seguiamo ora il segnale elettrico. Prima di essere trasmesso, deve essere considerevolmente amplificato (in ragione di 10^{12}) attraverso una ventina di stadi. Siccome la caratteristica di ciascun tubo non contiene che un tratto rettilineo limitato, si ha una risposta non lineare. I tecnici, occupati a superare le difficoltà dovute alla grande larghezza di banda, non si sono, finora, molto preoccupati della linearità, pretendendo che l'occhio era meno sensibile ad una cattiva resa dei contrasti dell'orecchio alle distorsioni di non linearità. Si è provato a compensare la distorsione d'ampiezza con uno stadio compensatore e sembra che vi sia qualche possibilità in merito (vedere in particolare i tentativi di T. C. Nuttall B. F. 937.906).

Fig. 8. - Curve di risposta di alcuni tubi a r.c. per televisione.

Comunque esaminiamo ora come si comporta il tubo ricevente. E' facile rendersene conto tracciando la sua curva di risposta rappresentata in figura 8. Ben inteso, la forma di tale curva è variabile con la natura della sostanza fluorescente, lo spessore dello strato, il suo modo di fissaggio, la presenza o meno di uno strato di alluminio, la tensione acceleratrice degli elettroni ecc. Ma si vede lo stesso che in alcune condizioni è possibile ottenere contrasti dell'ordine di 40; mentre in altri casi non si supererà molto 12. Spingendo questo studio si dovrà facilmente arrivare a sorpassare l'intervallo ammissibile nei migliori tubi analizzatori.

Indipendentemente dall'attitudine dello schermo a tradurre linearmente rilevanti intervalli di brillanza, esaminiamo l'effetto della luce parassita. Questo esame fu oggetto di importanti studi sperimentali e teorici, in particolare da parte di R. R. Law (bibl. 4) il quale ha dimostrato che le cause di diminuzione del contrasto, per ordine di importanza, sono:

— l'alone dovuto alla riflessione totale sulla finestra dell'ampolla;

— la riflessione normale della luce sulla finestra;

— le riflessioni dovute alla curvatura;

— le riflessioni sulle pareti interne dell'ampolla.

I contrasti permessi da ciascuno dei fattori sopraindicati in un caso particolare (punto nero al centro di un campo bianco) sono rispettivamente 6, 60, 70, 200.

In considerazione della sua importanza, l'alone è stato oggetto di uno studio particolareggiato. Si è trovato che l'alone dipende: dall'indice di rifrazione del vetro; dal fattore di trasmissione dello schermo luminescente; dal grado di « contatto ottico » fra la sostanza luminescente e il vetro; dal fattore di trasmissione del vetro.

Resta da considerare l'influenza della luce ambiente. Se questa era già apprezzabile in una sala da cinema, essa diventa molto importante nel caso di un ricevitore tipo famiglia. La tabella riportata, basata su una memoria di L. C. Jesty e C. T. Winch (bibl. 5), ce ne dà un'idea.

	Brillanza dello schermo del tubo in candele cm² (fascio elettron. soppresso)	Illuminazione sul davanti del mobile in lux
Notte; stanza nell'oscurità	10^{-9}	—
Notte; lampada da 240 W al centro della stanza . . .	2.10^{-4}	18
Notte; lampada da 60 W in un angolo con un paralume translucido	10^{-5}	1,8
Mezzogiorno; in marzo, giorno soleggiato	25.10^{-4}	200
Mezzogiorno; con tendine	5.10^{-4}	35
Mezzogiorno; ma con parasole per far ombra sullo schermo	$8,5.10^{-5}$	5

Se si vuol sperare di godere del contrasto che si può ottenere sormontando tante difficoltà strumentali, è indispensabile ridurre notevolmente la luce ambiente e, di giorno, chiudere le imposte.

Oltre a questo procedimento semplice ed efficace, si può ricordare alcuni tentativi per ridurre l'influenza della luce ambiente. Per esempio, mettere un filtro neutro (densità 0,30) davanti allo schermo del tubo ricevente; in tal modo la luce ambiente che attraversa il filtro obliquamente due volte, è più ridotta della luce emessa che lo attraversa normalmente una volta.

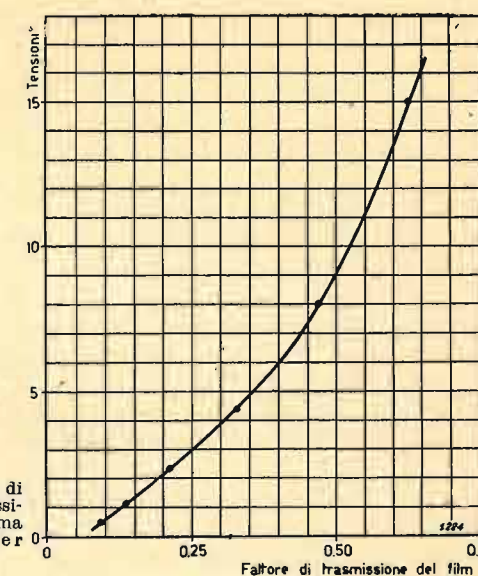



Fig. 9. - Curva di risposta complessiva di un sistema trasmittente per telecinema.

Si può regolare il ricevitore con un'amplificazione di segnale e una brillanza del fondo notevole affinchè il contrasto sia meno influenzato dalle variazioni della luce ambiente.

Si vede dunque com'è possibile controllare la resa dei contrasti nel corso dei differenti stadi, al fine di agire utilmente in vista di una resa finale conveniente. L'operazione è più complicata che nel cinema, ma essa è possibile, e si può constatare che, grazie alle correzioni nei circuiti, i tecnici si trovano meglio armati in televisione che nel cinema.

c) Telecinema.

Non ci dilungheremo sull'esame del telecinema che presenta, in linea di principio, le imperfezioni inerenti al cinema, alle quali si aggiungono tutte quelle relative alla televisione. Ci limitiamo unicamente ad osservare che portando in ascisse il fattore di trasmissione del film (cioè una quantità proporzionale al flusso luminoso che arriva sul fotocatodo) ed in ordinate, la tensione su un tubo di controllo del circuito video, si ottiene un andamento del tipo illustrato in figura 9; il risultato non è molto soddisfacente.

II. - Fase soggettiva.

Sulla figura 1 vi è un'operazione che non abbiamo presentato: lo schermo cinematografico come quello televisivo sono osservati ad occhio; ci si può domandare se, ammettendo corretta la resa oggettiva dei contrasti, le reazioni dell'occhio relative alla riproduzione sono le stesse di quelle del soggetto. A questa questione si è risposto provvisoriamente in modo affermativo rappresentando nella figura 2 la curva C con una retta a 45°. Esaminiamo ora la realtà un po' più attentamente.

Siccome non è possibile misurare una sensazione, è stata utilizzata l'attitudine dell'occhio ad apprezzare i

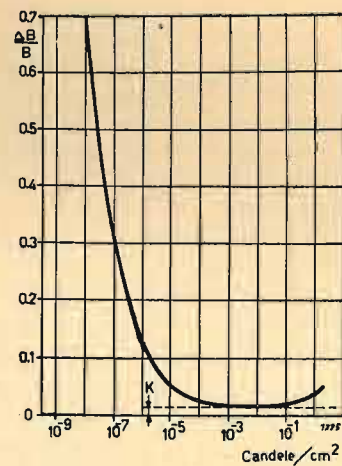



FIG. 10. - Andamento, per un occhio normale, del rapporto $\Delta B/B$ in funzione della brillanza.

contrasti, cioè a distinguere una brillanza B da una brillanza $B + \Delta B$. Se ΔS indica un cambiamento di sensazione appena percettibile, si ha:

$$\Delta S = K \Delta B/B.$$

ciò conduce, per integrazione, alla legge di Weber-Fechner (1858) ben nota in ottica fisiologica; essa stabilisce che, allorquando l'eccitazione luminosa cresce in progressione geometrica, la sensazione che ne risulta cresce in progressione aritmetica:

$$S = K \log B + a$$

Già Fechner come pure i diversi sperimentatori che studiarono la validità di questa legge nei sessant'anni che seguirono, si accorsero che essa poteva essere accettata solamente in un ristretto campo di brillanze, che può essere mediamente fissato fra 10^{-3} e 10^{-1} candele/cm². Essa implica infatti la costanza del rapporto $\Delta B/B$ mentre invece la curva media che fornisce l'andamento di tale rapporto è data dalla figura 10.

Tutte queste misure sono state effettuate con strumenti aventi una pupilla artificiale in maniera che, per i differenti livelli di brillanza, l'apertura pupillare dell'occhio resta la stessa. In più, la sensibilità dell'occhio e l'apprezzamento dei contrasti varia con l'angolo solido sotto il quale i diversi piani del soggetto sono esaminati (bibl. 6). Perciò la curva della figura è praticamente inutilizzabile per lo studio della resa dei contrasti che ci interessa. E' infatti indispensabile far intervenire il campo periferico, quello che non ci riguarda, ma che circonda il soggetto o la riproduzione

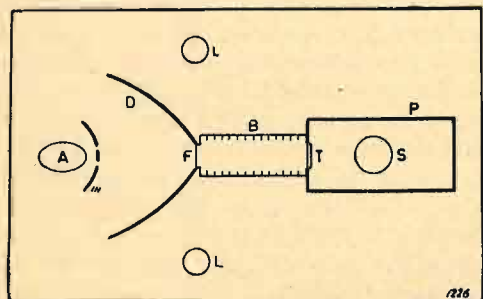



FIG. 11. - Schema del sensitometro di Abribat.

esaminata e di cui la brillanza può variare entro larghi limiti (si veda la tabella).

Anche questo problema è stato affrontato da Lowry (bibl. 7), poi più completamente da Abribat (bibl. 8). Lo schema del suo sensitometro è rappresentato nella figura 11 dove T è l'oggetto in esame illuminato attraverso un vetro smerigliato dalla sorgente S di cui si può fare variare la distanza. L'osservatore è in A, dietro una maschera m; egli guarda l'oggetto in esame attraverso la finestra F, al fondo della scatola B che protegge l'oggetto dalla luce che riceve dalle lampade L il diffusore D.

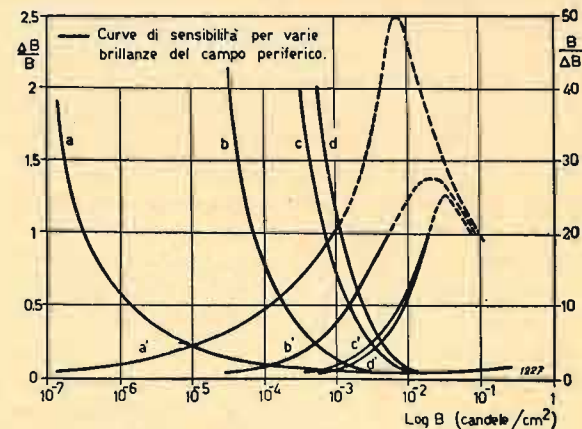



FIG. 12. - Curve di sensibilità al contrasto per diverse brillanze del campo periferico. a, $a' = 1{,}6 \cdot 10^{-7}$; b, $b' = 4 \cdot 10^{-3}$; c, $c' = 2 \cdot 10^{-2}$; d, $d' = 4 \cdot 10^{-2}$.

E' dunque possibile, con l'aiuto di questo strumento, costruire le curve $\Delta B/B$ in funzione di B per differenti valori del campo periferico. Esse differiscono notevolmente fra loro come è illustrato dalla figura 12. Su questa figura si trovano ugualmente portati i valori inversi, $B/\Delta B$, che indicano la sensibilità al contrasto. Esse rappresentano la derivata prima delle curve di sensazione.

La figura 13 rappresenta le curve di sensazione definite a meno di una costante; le soglie N_1, N_2, N_3, corrispondono sensibilmente a quello che Lowry chiama il

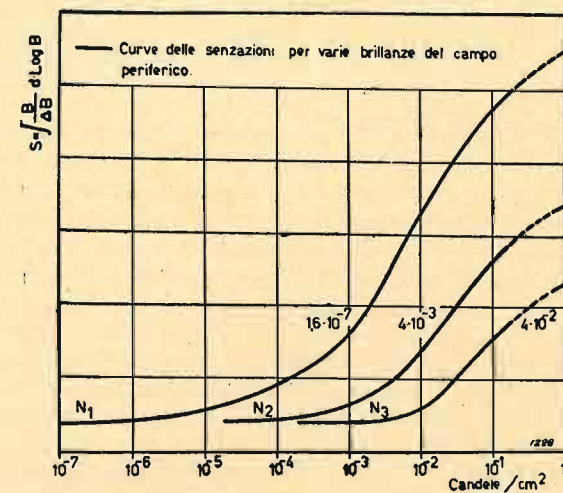



FIG. 13. - Curve di sensazione definite, a meno di una costante, per diversi valori del campo periferico.

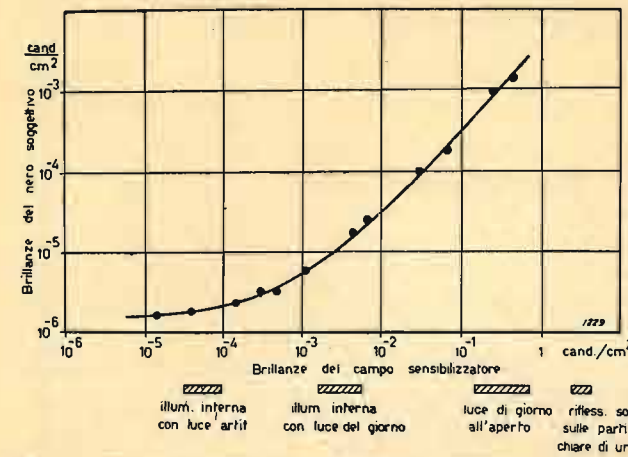



FIG. 14. - Valori sperimentali delle soglie di sensazione secondo Abribat.

« nero soggettivo ». I valori determinati sperimentalmente da Abribat di tali soglie sono rappresentati sulla figura 14.

Tali risultati ci permettono dunque di far intervenire le proprietà dell'occhio nell'applicazione del metodo che noi abbiamo esposto per studiare la resa dei contrasti.

Nel quadrante inferiore sinistro (fig. 15) riportiamo la curva che abbiamo ottenuto nella figura 2 e che rappresenta il logaritmo della brillanza della riproduzione in funzione del logaritmo della brillanza dell'oggetto nell'ipotesi che abbiamo fatto. Riportiamo le ascisse sull'asse e tracciamo nel quadrante inferiore destro la curva della sensazione che l'occhio riceve dall'oggetto in funzione del logaritmo delle brillanze (come prima approssimazione si prende, per brillanza periferica della scena, la sua brillanza media, benchè questa maniera di procedere non sia completamente corretta e meriti di essere precisata).

Riportiamo nel medesimo tempo, mediante una rotazione, i valori del log B_r e tracciamo nel quadrante

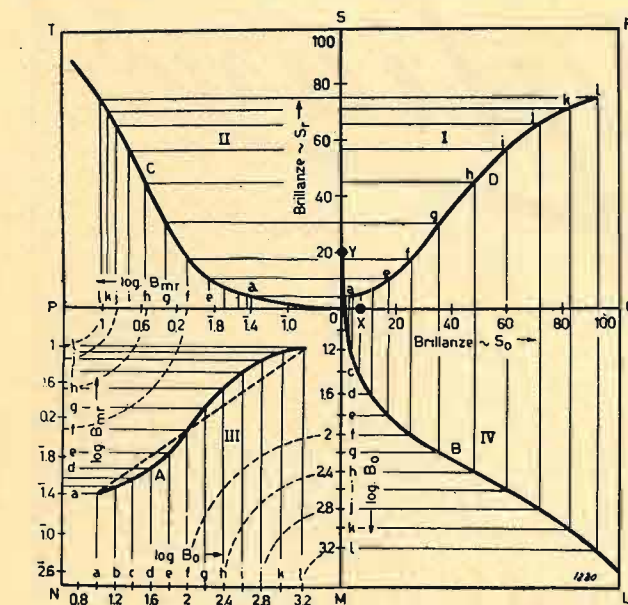



FIG. 15. - Costruzione per punti della caratteristica globale di un sistema di riproduzione, tenendo conto delle proprietà dell'occhio.

superiore sinistro la curva corrispondente alle sensazioni che l'occhio riceve dalla riproduzione in funzione del logaritmo delle brillanze. Questa curva è, secondo la figura 12, differente da quella del quadrante inferiore sinistro, poichè la brillanza del campo periferico è più debole, sia che si tratti di un ricevitore televisivo tipo famiglia o di una immagine del cinema. Il nero soggettivo deve avere in ciascun caso il valore sperimentale. Per punti si potrà così ottenere nel quadrante superiore destro la curva finale che caratterizza la riproduzione.

In pratica si dovrà procedere in senso inverso e, conoscendo il valore dei campi periferici per l'oggetto e per l'immagine e le curve di sensazione corrispondenti, determinare la curva di trasmissione oggettiva che riduce al minimo la distorsione finale. La modificazione della forma della curva risulta più agevole in televisione che nel cinema.

Senza entrare nei particolari si è voluto semplicemente indicare la strada da seguire per migliorare la resa dei contrasti e fornire degli elementi per la ricerca razionale di effetti artistici e soggettivi. Sarebbe utile poter disporre di dati ancora più completi di quelli ottenuti da Abribat una dozzina di anni fa. Da allora le sue ricerche, che a quell'epoca erano quelle di un precursore, sono state riprese da Eggert (bibl. 9) e meritano larghissimo sviluppo.

(Continuazione e fine nel prossimo numero)

CIRCUITI OSCILLATORI ACCOPPIATI (*)

all. ing. per. ind. TAMBURELLI GIOVANNI
TORINO

SOMMARIO. Vengono studiati tre schemi di circuiti oscillatori accoppiati: con accoppiamento capacitivo per tensione, con accoppiamento per mutua induzione, con accoppiamento capacitivo per corrente. Dedotte le relazioni generali viene svolto uno studio dei massimi che mette in evidenza la ragione fisica della loro esistenza e permette una facile ed esatta deduzione dei valori di massimo. Indi si ricavano le curve di risonanza universali rappresentate su due sistemi di assi coordinati, e viene espressa analiticamente e graficamente la larghezza di banda passante. Infine si studia lo sfasamento prodotto dai due circuiti oscillatori accoppiati. Vengono pure riportate alcune considerazioni generali sull'andamento delle curve.

RÉSUMÉ. On étudie trois schèmas de circuits oscillateurs couplés: avec couplage capacitif par tension, avec couplage par induction mutuelle, et avec couplage capacitif par courant. Après avoir déduit les rélations générales, on developpe une étude des maximum qui met en évidence la raison physique de leurs existence et permet une déduction facile et exacte des valeurs de maximum, on obtient les courbes de résonance universelles représentées sur deux systèmes d'axes coordonnées, on exprime analytiquement et graphiquement la largeur de bande passante. Enfin on étudie le déphasage produit par les deux circuits oscillateurs couplés. On reporte ensuite quelques considérations générales sur l'allure des courbes.

SUMMARY. A study of three types of coupled oscillator circuits: voltage capacity coupling, mutual inductance coupling, current capacity coupling. Mathematical relations are established to show maximum points, giving the physical reason of their existence and allowing an easy and exact method of determining their value. Universal resonance curves are derived and represented in two sistems of coordinated axes, while band-pass width is shown analyticaly and graphicaly. Phase shift produced by two coupled oscillating circuits is studied. General considerations regarding shape of curves are also mentioned.

Premessa.

I tipi di accoppiamento tra due circuiti oscillatori sono numerosi ma quelli più usati si riducono a tre tipi fondamentali: l'accoppiamento induttivo indicato in figura 1, quello capacitivo per tensione indicato in figura 2, e quello capacitivo per corrente indicato in figura 3. Per svolgere la trattazione analitica si prenderà in esame il secondo tipo elencato perchè in esso le semplificazioni da introdurre sono minori; in seguito verrà indicata la dualità con i simboli degli altri due tipi di accoppiamento che permetterà di estendere ad essi i risultati ottenuti.

Accoppiamento capacitivo per tensione.

Sostituendo nel circuito di figura 2 al tubo elettronico il generatore equivalente di corrente costante si ottiene il circuito di figura 4, le varie cause di perdita nei due circuiti oscillatori (c.o.) vengono rappresentate con due resistenze in parallelo costanti. La resistenza differenziale interna del tubo, che secondo lo schema equivalente viene a trovarsi in parallelo con il c.o. primario, è stata conglobata nella resistenza $1/G_1$ rappresentativa delle perdite di quest'ultimo.

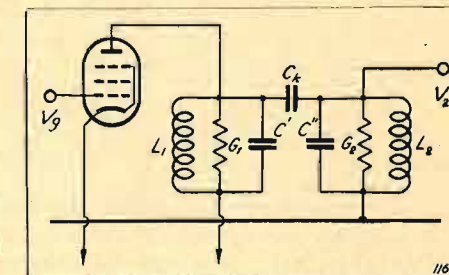



FIG. 2. - Stadio amplificatore con c.o. con accoppiamento capacitivo per tensione.

Le resistenze rappresentative delle singole perdite in un c.o. sono in effetti dipendenti dalla frequenza; inoltre se, come nel presente caso, tutte le resistenze vengono ridotte ad una sola, questa è legata alle precedenti da una relazione in cui compare la frequenza, e pure la capacità e l'induttanza vengono ad assumere un valore fittizio attraverso la frequenza. Di questa variabilità delle grandezze caratteristiche dei c.o. non è possibile tener conto se si vuole ottenere una trattazione analitica non eccessivamente complessa. In queste condizioni i risultati ottenuti sono tanto più esatti quanto più ristretto è l'inter-

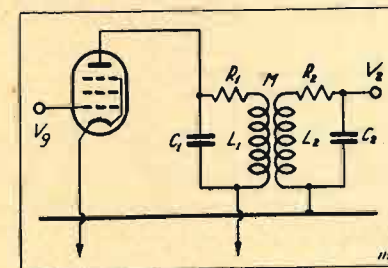



FIG. 1. - Stadio amplificatore con c.o. accoppiati per mutua induzione.

FIG. 3. - Stadio amplificatore con c.o. con accoppiamento capacitivo per corrente.

(*) Pervenuto alla Redazione il 20-XI-1948. Riconsegnato dopo completamento il 20-I-1949. (321)

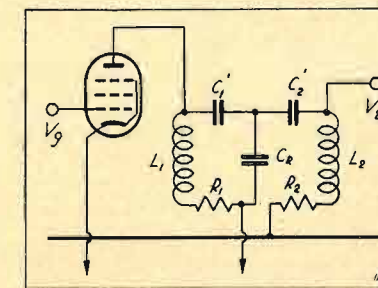
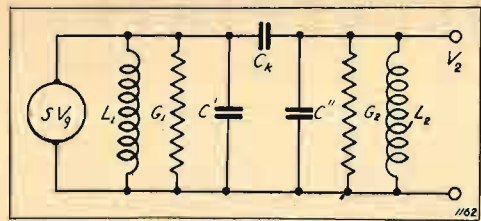



FIG. 4. - Circuito equivalente allo stadio di fig. 2.

vallo di frequenze che si considera e quanto minori sono le perdite nei due c.o.; ora dato che generalmente la banda passante è limitata a poche unità percento della frequenza fondamentale ([1]) si comprende come tali risultati possano in genere risultare sufficentemente approssimati per risolvere i vari problemi.

Relazioni generali.

La tensione utile del circuito di figura 4 è la tensione V_2 che viene applicata alla griglia del tubo successivo, la tensione V_g è invece quella applicata alla griglia del tubo alimentatore supposta costante al variare della frequenza; occorre trovare una relazione tra queste due tensioni che permetta di definire il valore dell'amplificazione $A = V_2/V_g$. Per questo si può applicare il primo principio di Kirchoff ai nodi tra cui è connesso il condensatore di accoppiamento; si ottengono le due seguenti equazioni:

$$[1] \quad \left[j\omega (C' + C_k) + G_1 + \frac{1}{j\omega L_1}\right] V_1 - j\omega C_k V_2 = S\, V_g$$

$$[2] \quad -j\omega C_k V_1 + \left[j\omega (C'' + C_k) + G_2 + \frac{1}{j\omega L_2}\right] V_2 = 0$$

si pone: $C' + C_k = C_1$. $C'' + C_k = C_2$.

Dalla prima equazione risulta che il c.o. primario si può considerare come costituito dalla capacità C_1 al posto di C' ed alimentato, oltre che dalla corrente SV_g, anche dalla $j\omega C_k V_2$. Dalla seconda equazione risulta che il c.o. secondario si può considerare costituito dalla capacità C_2 al posto di C'' ed alimentato dalla corrente $j\omega C_k V_1$. Sarebbe facile far vedere che analogamente a quanto avviene per gli accoppiamenti induttivi ([2]), la corrente $j\omega C_k V_2$ agente nel c.o. primario ideale sopraindicato si può considerare dovuta ad una conduttanza, una capacità ed una induttanza disposte in parallelo date da:

$$[3] \quad G_2' = G_2/m^2 \; ; \quad L_2' = -m^2 L_2 \; ; \quad C_2' = -C_2/m^2$$

con:

$$m^2 = \frac{G_2^2 + (\omega C_2 - 1/\omega L_2)^2}{\omega^2 C_k^2} = \frac{1}{\omega^2 C_k^2 Z_2^2}$$

Si pone inoltre:

$$\frac{\omega}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega} = \beta_1 \; ; \qquad \frac{\omega}{\omega_2} - \frac{\omega_2}{\omega} = \beta_2 \; ;$$

$$\frac{G_1}{\omega_1 C_1} = \delta_1 \; ; \qquad \frac{G_2}{\omega_2 C_2} = \delta_2 \; ; \qquad \frac{C_k}{\sqrt{C_1 C_2}} = k$$

dove ω_1 e ω_2 sono le rispettive pulsazioni di risonanza dei due c.o., δ_1 e δ_2 sono i reciproci dei rispettivi coefficenti di risonanza e k è il coefficente di accoppiamento. Dalle [1] e [2] dopo alcuni passaggi si ottiene:

$$[4] \quad A = \frac{V_2}{V_g} =$$

$$= j \frac{\omega}{\omega_2 \omega_1 \sqrt{C_2 C_1}} \cdot \frac{Sk}{(\delta_1 + j\beta_1)(\delta_2 + j\beta_2) + \dfrac{\omega^2}{\omega_2 \omega_1} k^2}$$

Data la limitata banda di frequenze che si considera la [4] può essere semplificata. La variabilità del rapporto $\omega^2/\omega_2\omega_1$ ha un'influenza che si può ritenere trascurabile e si pone: $\omega^2/\omega_2\omega_1 = 1$, così pure dicasi per il rapporto $\omega/\omega_2\omega_1$ che ponendo $\omega_0 = \sqrt{\omega_2\omega_1}$ approssimativamente si può scrivere: $\omega/\omega_2\omega_1 = \omega/\omega_0^2 = 1/\omega_0$. Così la [4] diventa:

$$[5] \quad A = \frac{V_2}{V_g} = \frac{j}{\omega_0 \sqrt{C_2 C_1}} \frac{Sk}{(\delta_1 + j\beta_1)(\delta_2 + j\beta_2) + k^2}$$

Anche a β_1 e β_2 con approssimazione si può dare una espressione semplificata, infatti dopo aver posto:

$$\omega = \omega_1 + \Delta\omega_1 = \omega_2 + \Delta\omega_2$$

si ha:

$$[6] \quad \beta_1 = 1 + \frac{\Delta\omega_1}{\omega_1} - \frac{1}{1 + \dfrac{\Delta\omega_1}{\omega_1}} =$$

$$= \frac{2\Delta\omega_1}{\omega_1} - \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_1}\right)^2 + \dots = \sim \frac{2\Delta\omega_1}{\omega_1} .$$

$$\beta_2 = \sim \frac{2\Delta\omega_2}{\omega_2}$$

Per eseguire i calcoli con la [5] occorre scriverla sotto forma reale. A tale scopo si pone:

$$\frac{\beta_1}{\delta_1} = x_1 \; ; \quad \frac{\beta_2}{\delta_2} = x_2 \; ; \quad \frac{k}{\delta_1} = K_1 \; ; \quad \frac{k}{\delta_2} = K_2$$

e risulta:

$$[7] \quad |A| = \left|\frac{V_2}{V_g}\right| = \frac{S}{\sqrt{G_2 G_1}} \frac{\sqrt{K_1 K_2}}{\sqrt{(x_1 + x_2)^2 + (1 - x_1 x_2 + K_1 K_2)^2}}$$

Andamento delle curve di risonanza.

La [5] permette di fare interessanti considerazioni (v. bibl. n. 15) sull'andamento delle curve di risonanza; saranno qui presi in considerazione alcuni casi particolari ed in ultimo quello generale.

1° CASO PARTICOLARE.

$$\beta_1 = \beta_2 = \beta \, , \qquad \delta_1 = \delta_2 = \delta$$

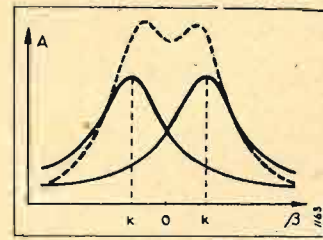



FIG. 5. - Nel caso di due c.o. accoppiati, per i quali $\beta_1 = \beta_2$ e $\delta_1 = \delta_2$, la curva di risonanza complessiva (curva a tratti) è data dal prodotto di due curve di risonanza uguali e relative ai due c.o. semplici ma con frequenza di risonanza spostata.

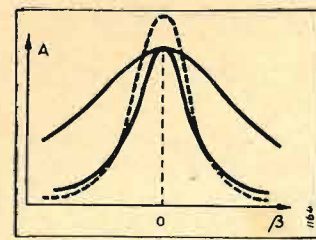



FIG. 6. - Nel caso di due c. o. accoppiati, per i quali $\beta_1 = \beta_2$ e $\delta_1 \neq \delta_2$, la curva di risonanza complessiva (curva a tratti) è data dal prodotto di due curve di risonanza semplici aventi la stessa frequenza di risonanza ma coefficenti di risonanza diversi, ciò finchè:

$$\left|\frac{\delta_1 - \delta_2}{2}\right| > k.$$

In questo caso, indicato con D il denominatore della [4] si ha:

$$[8] \quad D = (\delta + j\beta)^2 + k^2 = (\delta + j\beta)^2 - j^2 k^2 =$$
$$= [\delta + j(\beta + k)]\,[\delta + j(\beta - k)]$$

Questa espressione di D mette in rilievo che la [5] è data dal prodotto delle curve di risonanza di due c.o. semplici ([3]) le cui frequenze di risonanza sono spostate della quantità percentuale $k/2$ l'una in meno e l'altra in più rispetto a quella dei due c.o. accoppiati (fig. 5). A seconda della vicinanza delle due curve, cioè a seconda del valore di k, nel punto $\beta = 0$ si potrà avere un massimo oppure un minimo relativo compreso tra due massimi; al tendere di k a zero la curva di risonanza complessiva tende al prodotto di due curve di risonanza uguali. Risulta evidente da questo modo di generazione della curva di risonanza che essa è in ogni caso più selettiva (nel senso di avere i fianchi più ripidi) di quella dei due c.o. semplici componenti, e che l'aumento di selettività è tanto maggiore quanto più piccolo è k. Alla minore selettività che si ha al crescere di k corrisponde peraltro l'ottenimento di una più estesa banda a riproduzione sensibilmente uniforme.

Come si vedrà in seguito, quando si è in presenza di due massimi questi al variare di k mutano le loro ascisse ma mantengono il loro valore inalterato.

2° CASO PARTICOLARE.

$$\beta_1 = \beta_2 \; ; \qquad \delta_1 \neq \delta_2$$

In questo caso si può scrivere:

$$\delta_1 = \delta + d \, , \qquad \delta_2 = \delta - d$$

dove δ è la media aritmetica di δ_1 e δ_2 e d è la semidifferenza tra δ_1 e δ_2.

L'espressione di D diventa:

$$[9] \quad D = (\delta + d + j\beta)(\delta - d + j\beta) + k^2 =$$
$$= (\delta + j\beta)^2 + k^2 - d^2$$

Questa espressione confrontata con la [8] mette in evidenza che i due c.o. si comportano come se fossero uguali ed avessero il coefficente di accoppiamento diminuito e dato da: $\sqrt{k^2 - d^2}$. Per $k < d$ la [9] si può scrivere:

$$D = (\delta + \sqrt{d^2 - k^2} + j\beta)\,(\delta - \sqrt{d^2 - k^2} + j\beta)$$

e la curva di risonanza risulta data dal prodotto di quelle di due c.o. aventi la medesima frequenza di risonanza ma diverso coefficente di risonanza; in questo caso la curva di risonanza è sempre simmetrica e presenta un unico massimo (fig. 6). Per $k = d$ si ha il prodotto di due curve di risonanza uguali mentre per $k > d$ si ricade nel caso 1).

CASO GENERALE.

$$\beta_1 \neq \beta_2 \, , \qquad \delta_1 \neq \delta_2$$

Posto:

$$\beta_1 = \beta + b \, , \quad \beta_2 = \beta - b \, , \quad \delta_1 = \delta + d \, , \quad \delta_2 = \delta - d$$

dove b è la semidifferenza tra β_1 e β_2, si ha:

$$D = [\delta + d + j(\beta + b)]\,[\delta - d + j(\beta - b)] + k^2 =$$
$$= (\delta + j\beta)^2 + k^2 - (d + jb)^2$$

Risulta quindi che i due c.o. si comportano come se fossero uguali ed avessero un coefficente di accoppiamento avente espressione complessa, dato da: $\sqrt{k^2 - (d + jb)^2}$. Le curve di risonanza risultano asimmetriche, infatti al coefficente di accoppiamento equivalente moltiplicato per j si può dare la forma:

$$\sqrt{j^2 k^2 + (d + jb)^2} = t + js$$

che introdotta nell'espressione di D fornisce:

$$D = [(\delta + t) + j(\beta + s)]\,[(\delta - t) + j(\beta - s)] \; ;$$

trattandosi del prodotto di due curve di risonanza completamente diverse si comprende come la curva di risonanza risultante sia asimmetrica (fig. 7).

Massimi.

In base alle considerazioni del paragrafo precedente si possono considerare curve di risonanza aventi un massimo e curve aventi due massimi; queste ultime si possono a loro volta suddividere secondochè i due massimi sono simmetrici od asimmetrici. Un'ulteriore suddivisione si può fare per le curve con due massimi simmetrici; infatti due c.o. con resistenze diverse ma con frequenze di risonanza uguali hanno curve di risonanza simmetriche, ma, a seconda del modo con cui è realizzata l'eguaglianza

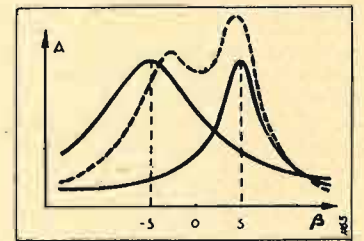



FIG. 7. - Nel caso dei due c.o. accoppiati per i quali $\beta_1 \neq \beta_2$ e $\delta_1 \neq \delta_2$ la curva di risonanza complessiva (curva a tratti) è data dal prodotto di due curve di risonanza semplici affatto diverse.

([1]) Fanno notevole eccezione i circuiti per televisione.

([2]) Si veda ad es. G. DILDA: *Radiotecnica*. Vol. I°, III ed. 1944, Levrotto e Bella. Torino, p. 221.

([3]) Per il c.o. semplice alimentato in parallelo si ha:

$$A = \frac{V_2}{V_g} = \frac{1}{\omega_0 C} \frac{S}{\delta + j\beta}$$

delle frequenze di risonanza [4] il valore dei massimi risulta diverso [5]. Il valore più elevato, che verrà chiamato massimo assoluto, può essere conseguito o non; si distinguono perciò curve di risonanza con o senza massimi assoluti.

Normalmente le curve di risonanza realizzate sono simmetriche e se hanno due massimi si cerca di ottenere che essi siano assoluti; ciò perchè questi, oltre a fornire la massima amplificazione possibile, permettono di approssimarsi meglio alla forma rettangolare che è la caratteristica ideale per un filtro di banda.

In questo paragrafo verrà fatta la determinazione dei massimi assoluti dopo aver stabilito le condizioni in cui si verificano; a tal uopo potrebbe servire la [7], ma si preferisce seguire un'altra via, concettualmente più chiara e che permette di ottenere, nel campo delle ipotesi stabilite, i valori esatti delle frequenze di massimo [6].

Quando è massima la tensione V_2 lo è anche la potenza assorbita dal secondario. Quest'ultima è uguale alla potenza assorbita dalla conduttanza secondaria riportata al primario G_2'. Il problema della ricerca delle condizioni in cui la V_2 assume il valore massimo assoluto si riconduce quindi a quello della ricerca delle condizioni in cui la potenza assorbita dalla G_2' è la più elevata possibile [7].

Considerando il circuito equivalente al c.o. primario, ottenuto applicando le [3] e indicato in figura 8, appare che una prima condizione da verificare è che la suscettanza complessiva sia nulla in modo che tutta la corrente SV_g attraversi le conduttanze. Dopo di che al variare di G_2' la potenza da essa assorbita varia ancora e diventa massima, come è noto, quando G_2' è uguale a G_2. Quindi si ha il massimo assoluto di V_2 quando sono verificate le seguenti due relazioni [8]:

$$B_1 = B_2/m^2\,, \qquad G_1 = G_2/m^2\,,$$

in cui B_1 e B_2 sono rispettivamente la suscettanza primaria e secondaria.

Dividendo membro a membro si ottiene una relazione che può essere sostituita alla prima e le due relazioni fondamentali diventano:

$$[10] \qquad B_1/G_1 = B_2/G_2 \qquad\qquad [11] \qquad m^2 G_1 = G_2$$

La [10] si può rendere costantemente verificata al variare di ω o al variare contemporaneo di C_1' e C_2'' facendo:

$$[12] \qquad L_1/L_2 = C_2/C_1 = G_2/G_1 = \text{cost}$$

Soddisfatte queste eguaglianze, se variando la frequenza o la capacità si verifica la [11] la curva di risonanza contiene i massimi assoluti, cioè la [11] risolta rispetto a f o a C qualora abbia soluzioni reali fornisce i valori della frequenza o della capacità di massimo assoluto.

Le [12] che impongono un rapporto costante tra i corrispondenti parametri di due diversi c. o. si possono considerare come esprimenti un principio di similitudine elettrica, il quale, allorchè sia soddisfatto, permette di ottenere il massimo assoluto dell'amplificazione.

Supposte verificate le [12], dalla [11] le suscettanze di massimo risultano:

$$[13] \qquad B_{2M} = \frac{G_2}{G_1} B_{1M} = \pm \sqrt{\frac{G_2}{G_1} (\omega^2 C_k^2 - G_1 G_2)}\,.$$

Supposta variabile la pulsazione risultano i seguenti valori di risonanza:

$$[14] \qquad \omega_M^2 = \omega_0^2 \frac{2 - \delta^2 \pm \sqrt{\delta^4 + 4\,(k^2 - \delta^2)}}{2\,(1 - k^2)}$$

dove ω_0 è la pulsazione di risonanza comune (per le [12]) ai due c.o.

Si otterranno due o uno o nessun massimo assoluto a seconda che il discriminante della [14] è positivo o nullo o negativo, cioè, come si ricava, a seconda che:

$$k \gtreqless \sqrt{\delta^2 - \delta^4} = k_c = \sim \delta$$

k_c è il coefficente di accoppiamento critico.

k e δ hanno comunemente valori assai piccoli, dell'ordine di 0,01; trascurando nella [14] i termini di secondo grado in k e δ si ottiene:

$$\omega_M^2 = \omega_0^2 \left(1 \pm \sqrt{k^2 - \delta^2}\right)$$

e sviluppando in serie nei limiti della stessa approssimazione si ha:

$$[15] \qquad \omega_M = \omega_0 \left(1 \pm \tfrac{1}{2}\sqrt{k^2 - \delta^2}\right).$$

Supposte invece variabili le capacità e costante la pulsazione [9], indicata con ω_0, k risulta variabile ed in luogo del radicando della [14] occorre considerare quello della [13] che, eguagliato a zero, fornisce il valore della capacità di accoppiamento critica:

$$C_{kc} = \sqrt{G_1 G_2}/\omega_0\,.$$

Dalla [13] le capacità di massimo risultano:

$$C_2 = C'' + C_k = \frac{G_2}{G_1}(C' + C_k) =$$

$$= \frac{1}{\omega_0^2 L_2^2} \pm \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{G_2}{G_1} (\omega_0^2 C_k^2 - G_1 G_2)}\,.$$

Per $k < k_c$ oppure per $C_k < C_{kc}$ a secondo dei casi, non si ottengono più massimi assoluti perchè non è più verificabile la [11], si può però ancora verificare la [10] indipendentemente dalla [12] con la condizione $B_1 = B_2 = 0$, la quale come si vedrà in seguito fornisce l'unico massimo di entità minore di quello assoluto. La frequenza o la capacità di risonanza è quindi in questo caso quella propria dei c.o. semplici.

Tenendo presente la [11] il massimo assoluto della V_2 risulta:

$$[16] \qquad |V_{2M}| = \frac{|V_1|}{m} = \frac{S|V_g|}{2G_1 m} = \frac{S|V_g|}{2\sqrt{G_1 G_2}}$$

quindi il massimo assoluto dell'amplificazione ottenibile dallo stadio di figura 2 risulta:

$$|A_M| = \left|\frac{V_{2M}}{V_g}\right| = \frac{S}{2\sqrt{G_1 G_2}}\,.$$

In condizioni di massimo non assoluto si ha invece:

$$|A_m| = \frac{S\omega_0 C_k}{G_1 G_2 + \omega_0^2 C_k^2}\,.$$

Curve di risonanza universali.

Supposto che per due c.o. accoppiati siano verificate le condizioni [12], per ogni valore del rapporto k/δ resta definita, in base alle relazioni ricavate, la funzione che dà il valore del rapporto V_2/V_M al variare di β/δ. Rappresentando graficamente questa funzione per diversi valori di k/δ si ottiene una famiglia di curve chiamate curve di risonanza universali; infatti esse possono servire per qualsiasi coppia di c.o. accoppiati per i quali siano noti i valori di ω_0, δ e k.

Dividendo l'espressione di V_2, che si ottiene moltiplicando la [5] per V_g, per quella di V_M data dalla [16] e tenendo presente che in questo caso si ha: $\beta_1 = \beta_2 = \beta$, $\delta_1 = \delta_2 = \delta$, si ottiene:

$$\frac{V_2}{V_M} = j\,\frac{2k\sqrt{G_1 G_2}}{\omega_0 \sqrt{C_1 C_2}}\,\frac{1}{(\delta + j\beta)^2 + k^2}$$

ma per le [12] si ha: $(G_1 G_2)/(C_1 C_2) = G_1^2/C_1^2 = G_2^2/C_2^2$, e sostituendo:

$$\frac{V_2}{V_M} = j\,\frac{2k/\delta}{(1 + j\beta/\delta)^2 + k^2/\delta^2}\,.$$

Posto: $k/\delta = K$, $\beta/\delta = x$ si ha:

$$[17] \qquad \left|\frac{V_2}{V_M}\right| = \frac{2K}{\sqrt{x^4 + 2\,(1 - K^2)\,x^2 + (1 + K^2)^2}}\,.$$

FIG. 8 - Circuito equivalente al c. o. primario.

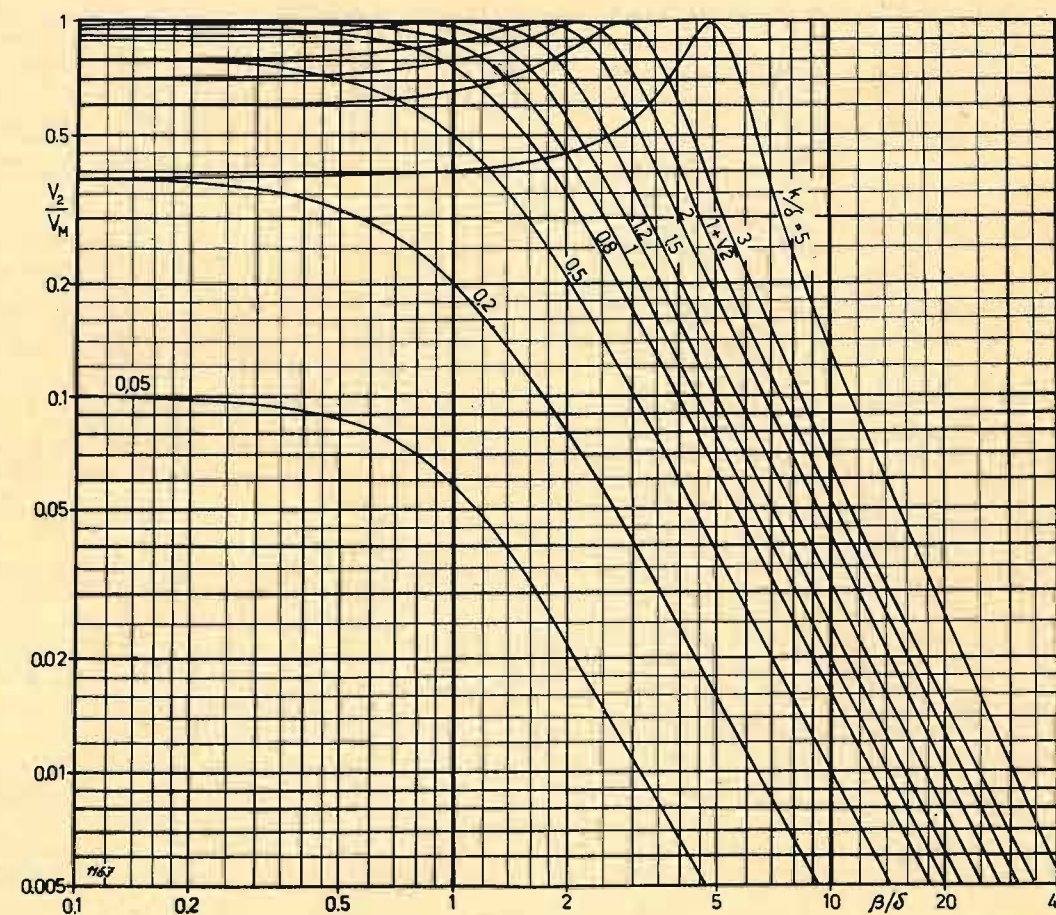



FIG. 9. - Curve di risonanza secondarie universali.

(4) L'eguaglianza delle frequenze di risonanza impone una sola relazione: $1/\sqrt{L_1 C_1} = 1/\sqrt{L_2 C_2}$ tra quattro incognite.

(5) Ciò risulta dalla [5] ponendo in essa $\beta_1 = \beta_2 = \beta$ (caso 2 del paragrafo precedente); a seconda dei valori di L, C mutano quelli di δ_1 e δ_2 ed i massimi risultano diversi pur rimanendo simmetrici.

(6) Si veda in proposito l'opera citata nella nota (2) a p. 222. (L'autore del presente articolo ha collaborato alla compilazione del Cap. VII).

(7) Per questo problema si deve supporre almeno data la conduttanza primaria.

(8) m è lo stesso che figura nella [3].

(9) Questo ad es. succede quando due c.o. accoppiati funzionano da preselettori nei radioricevitori.

Come si è già accennato, dalla [17] si può ricavare un valore approssimato della pulsazione di massimo assoluto; esso confrontato con il valore esatto dato dalla [14] può dare un'idea del grado di approssimazione della [17]. Inoltre dalla [17] si deduce il valore esatto della pulsazione del minimo relativo compreso tra i due massimi oppure, se è il caso, dell'unico massimo non assoluto [10]. I valori massimi e minimi di V_2/V_M forniti dalla [17] sono in ogni caso esatti.

Per calcolare i valori delle curve di risonanza conviene calcolare a parte i valori di x^2 e porre: $x^2 = y$, $2K = a$, $2(1 - K^2) = b$, $(1 + K^2)^2 = c$, ottenendo [11]:

$$\left|\frac{V_2}{V_M}\right| = \frac{a}{\sqrt{y^2 + by + c}} .$$

La figura 9 rappresenta alcune curve di risonanza universali; esse sono simmetriche rispetto all'ordinata $x = 0$, perchè causa le approssimazioni introdotte la [17] è una funzione pari di x [12]; per tener conto della effettiva lieve asimmetria della curva di risonanza occorre per ogni determinato caso applicare l'espressione esatta [4] che è una funzione dispari di β.

La figura 10 rappresenta topograficamente la superfice di risonanza universale; le curve di livello sono tracciate per diversi valori di V_2/V_M. Da questa superfice, tracciando una retta orizzontale, è possibile dedurre i punti della curva di risonanza per qualsiasi valore di k/δ. La curva $V_2/V_M = 1$ dei massimi assoluti è un'iperbole equilatera di equazione:

$$K^2 - x^2 = 1$$

In figura 11 è tracciata la curva che dà il valore del minimo relativo e del massimo non assoluto in funzione di k/δ, essa ha per equazione:

$$\left|\frac{V_2}{V_M}\right| = \frac{2K}{1 + K^2} .$$

(10) Per dedurre i massimi e i minini della [17] basta trovare rispettivamente i minimi e i massimi del radicando; indicandolo con z e derivando si ottiene:

$$\frac{dz}{dx} = x^3 + (1 - K^2)x = 0$$

questa equazione ha le seguenti soluzioni:

$$x = 0 \qquad x = \pm\sqrt{K^2 - 1}$$

ossia sostituendo ad x, K e β le loro espressioni:

$$\omega = \omega_0 \qquad \omega = \omega_0\left(1 \pm \frac{1}{2}\sqrt{k^2 - \delta^2}\right).$$

La seconda soluzione coincide con la [15]. Osservando i segni delle derivate seconde si ricava che le ultime soluzioni sono due massimi, mentre la prima risulta un minimo relativo per $k > \delta$ ed un massimo per $k \geq \delta$. Per $k = \delta$ per la prima soluzione sono anche nulle le derivate seconda e terza (si è quindi dovuto esaminare il segno della derivata quarta), quindi in tal caso il punto di massimo ha un contatto di terzo ordine con la tangente orizzontale, cioè la sommità è notevolmente appiattita ed è ancora possibile ottenere un ampio intervallo ad amplificazione sensibilmente uniforme.

(11) Per x sufficentemente elevato la [17] si riduce all'equazione di un'iperbole cubica, cosicchè, come appare nella fig. 9, in coordinate logaritmiche le curve di risonanza diventano per ampio tratto rettilinee.

(12) Una funzione $f(x)$ si dice pari, se non muta valore cambiando x in $-x$, cioè

$$f(-x) = f(x).$$

Invece si dice che una funzione $f(x)$ è dispari se essa cambia solo di segno cambiando x in $-x$, cioè

$$f(-x) = -f(x).$$

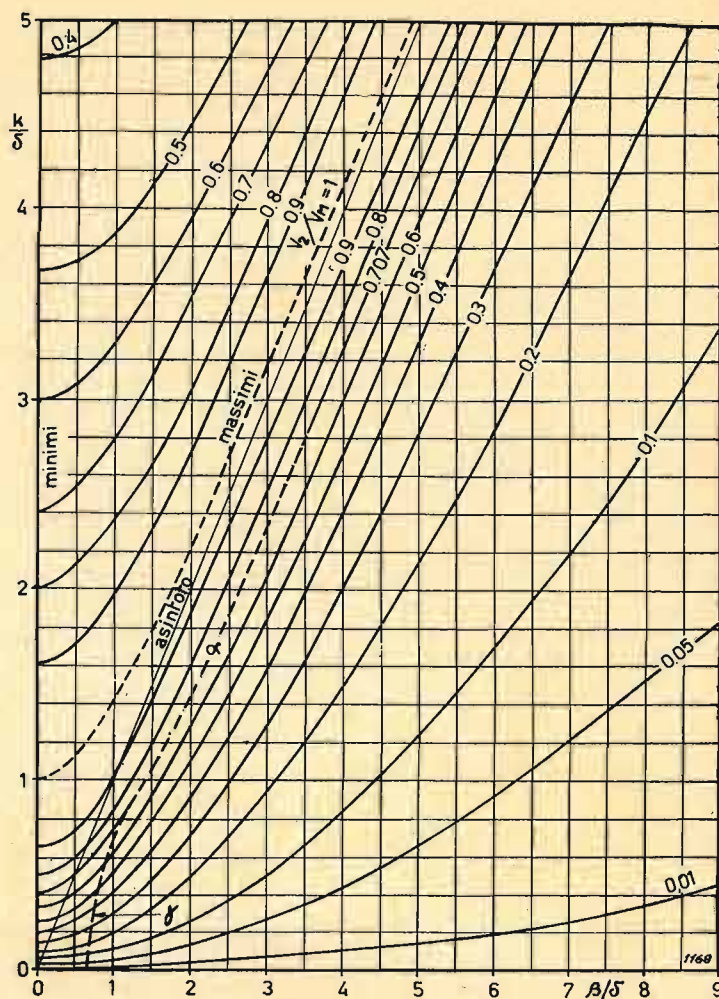



FIG. 10. - Superfice di risonanza universale rappresentata mediante le curve di livello: $V_2/V_M = \text{cost}$. Le curve α e γ danno l'ampiezza della banda passante, α è compresa tra le ordinate $K = 1$ e $K = 1 + \sqrt{2}$, γ è compresa tra le ordinate $K = 0$ e $K = 1$.

Banda passante.

Dalla [15] l'intervallo di frequenza compreso tra due massimi con la solita approssimazione risulta:

$$\Delta_M f = f_0\sqrt{k^2 - \delta^2} = f_0\,\delta\sqrt{K^2 - 1}.$$

Però generalmente non si assume tale intervallo come banda passante, bensì l'intervallo di frequenza in cui $V_2/V_M > 0{,}707$. La banda passante può essere dedotta per ogni valore di $k/\delta > 1$ dalla curva α di quota 0,707 nella figura 10, questa curva è estesa nella parte a tratti solamente fino al valore di k/δ per il quale il punto di minimo vale 0,707, cioè $k/\delta = 1 + \sqrt{2} = 2{,}414$. La banda passante corrispondente a tale valore di k/δ è la massima ottenibile in cui sia sempre $V_2/V_M \geq 0{,}707$; applicando la [17] essa risulta data da:

$$\Delta_p f_{max} = 2\sqrt{1 + \sqrt{2}}\;\delta f_0 = 3{,}12\,\delta f_0 .$$

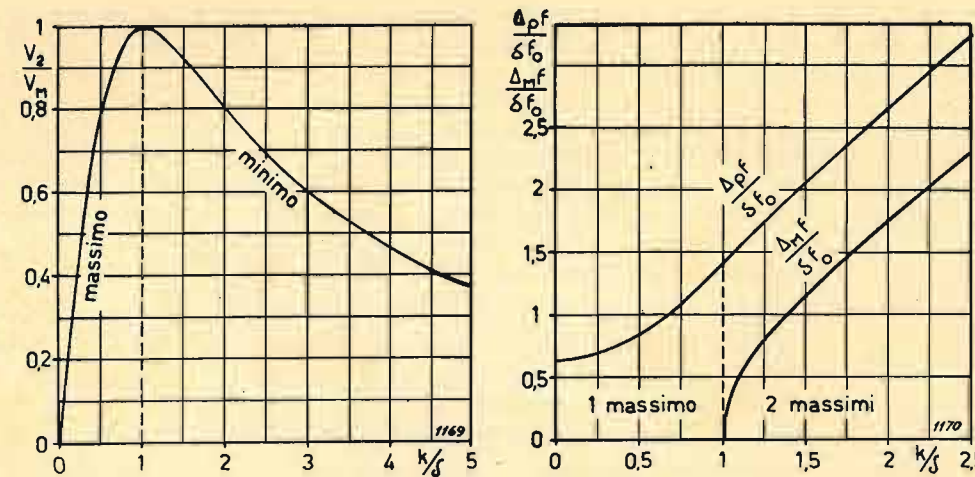



FIG. 11. - Profilo per $\beta/\delta = 0$ della superfice di risonanza universale, ossia curva dei massimi non assoluti e dei minimi compresi fra i due massimi.

FIG. 12. - Larghezza di banda passante ed intervallo di frequenza compreso fra i due massimi riferiti a δf_0.

Invece la minima banda passante ottenibile in cui sia raggiunto il massimo assoluto di V_2 si ha per $k/\delta = 1$, e risulta:

$$[18] \qquad \Delta_p f_{min} = \sqrt{2}\;\delta f_0 .$$

Per qualunque valore di $k/\delta = K$ compreso tra i due sopra indicati la banda passante è data da:

$$[19] \qquad \Delta_p f = f_0\,\delta\sqrt{K^2 + 2K - 1} .$$

Per piccoli valori di $\Delta_p f/f_0$ la [18] può fornire valori di δ inferiori a quelli realizzabili, in tal caso occorre ridursi ad avere $k < \delta$ rinunciando ad ottenere l'amplificazione massima assoluta [13]. Indicato con V_m il massimo non assoluto di V_2 che si ha per $k < \delta$, la banda passante resta definita dall'intervallo di frequenza in cui si ha $V_e/V_m > 0{,}707$. Per ogni valore di $k/\delta < 1$ tale banda può essere dedotta dalla curva γ nella figura 10. Espressa analiticamente la banda passante è data da:

$$[20] \qquad \Delta_p f = f_0\,\delta\sqrt{K^2 - 1 + \sqrt{2\,(1 + K)}}$$

che per $K \leq 0{,}5$ può con buona approssimazione essere scritta più semplicemente;

$$\Delta_p f = f_0\,\delta\sqrt{K^2 - 0{,}42}$$

Per maggiore comodità si è rappresentato in figura 12 il grafico delle due funzioni [19] e [20] cioè l'insieme delle due curve α e γ che dà direttamente la larghezza di banda percentuale riferita a δf_0 per ogni valore di k/δ. Al tendere di k/δ a zero la banda passante tende al valore minimo assoluto:

$$\Delta_p f_{m.a.} = f_0\,\delta\sqrt{\sqrt{2} - 1} = 0{,}644\;\delta f_0$$

che è inferiore alla banda passante del c.o. semplice che come è noto è data da $\Delta f = \delta f_0$.

(13) Per es. per $\delta = 0{,}01$ e $\Delta f = 9$ kHz la [18] fornisce $f_0 = 635$ kHz.

(Continuazione e fine nel prossimo numero)

SEMPLICI PONTI DI MISURA PER R C(*)

per. ind. RAOUL ZAMBRANO

SOMMARIO — Vengono descritti ponti per la misura di resistenze e capacità alimentati dalla rete. In luogo dell'indicatore di azzeramento a galvanometro, essi impiegano un amplificatore con indicatore elettronico che, oltre a riuscire molto più pratico ed economico, consente di aumentare la sensibilità del ponte, rispetto a quella che si avrebbe con l'uso di galvanometri non eccessivamente costosi. Tali ponti possono essere facilmente autocostruiti.

RESUME — On décrit des ponts pour la mesure des résistances et des capacités alimentées par le réseau. A la place de l'indicateur de zéro à galvanomètre on emploie un amplificateur avec indicateur électronique. Cela revient à une réalisation bien plus pratique et économique, tout en permettant d'augmenter la sensibilité du pont, en comparaison à celle qu'on obtiendrait par l'usage d'un galvanomètre pas excessivement couteu. De tels ponts peuvent être facilement réalisés.

SUMMARY — Bridge circuits supplied from AC mains are described. In place of the normal galvanometer nul indicator, they employ an amplifier with electronic indicator, that is not only more practical and inexpensive, but also more sensitive in comparison to normal not exceedingly costly galvanometers. Such bridges can easily be self-built.

1. Premessa.

In un laboratorio radiotecnico anche modesto, quale può essere quello di un radioriparatore, è particolarmente utile un ponte semplice per la misura delle resistenze e delle capacità.

I circuiti che servono a questo scopo e che vengono di seguito illustrati si basano sui due schemi fondamentali rappresentati nella figura 1. Entrambi sono nel nostro caso alimentati dalla rete a 50 Hz e permettono misure in un campo che si estende nel rapporto minimo $10^7:1$ con una precisione dell'ordine dell'1 %. Essa non è grande, ma questo svantaggio è compensato dalla rapidità con la quale si può operare per la misura di numerosi esemplari, come ad esempio nelle misure di collaudo.

La particolarità di questi strumenti sta in massima parte nel sistema indicatore. Questo sistema presenta una elevata impedenza d'entrata e non assorbe praticamente corrente (considerando il circuito griglia-catodo del tubo come un condensatore di 6÷7pF l'impedenza a 50 Hz risulta di circa 5.10^8 ohm). Di conseguenza la sensibilità di misura, riferendoci agli scarti da introdurre per ottenere la medesima deviazione dello strumento indicatore a partire dal punto di equilibrio, è la stessa sia per piccoli sia per grandi valori dell'elemento incognito. Questo non avviene nel caso che lo strumento indicatore sia un galvanometro; infatti è noto che per rapporti notevoli fra il valore dell'oggetto da misurare e quello di paragone la sensibilità diminuisce notevolmente.

2. Funzionamento.

La figura 1ª illustra lo schema di principio del ponte di Wheatstone. Applicando le leggi di Kirchhoff si ha l'equilibrio del ponte quando

$$[1] \qquad R_2 R_3 - R_1 R_4 = 0$$

(*) Pervenuto alla redazione il 17-XI-1948. Revisione ultimata il 20-II-1949. (318)

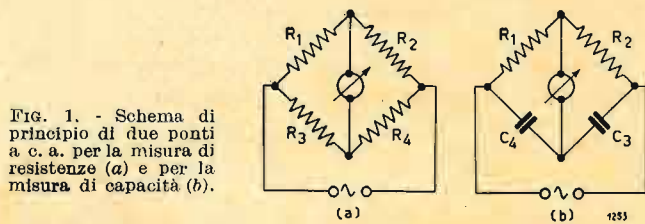



FIG. 1. - Schema di principio di due ponti a c. a. per la misura di resistenze (*a*) e per la misura di capacità (*b*).

Praticamente due dei lati del ponte si possono realizzare con un solo resistore sul quale scorre un cursore. In questo modo la somma delle due resistenze è sempre costante mentre il loro rapporto cambia. Se R_4 è l'incognita ed R_3 è il campione si ha:

$$[2] \qquad R_4 = R_3 \frac{R_2}{R_1}$$

Un ponte così costruito presenterebbe un notevole errore di lettura alle estremità del filo per la difficoltà di determinare esattamente i rapporti di lunghezza e di resistenza. Conviene perciò limitare la gamma di lettura dei rapporti fra 0,1 e 10. Praticamente ciò comporta l'inserzione di due resistori fissi alle estremità del filo. Essi sono scelti in maniera tale che:

$$[3] \qquad \frac{R_F}{R_1 + R_2 + R_F} = 0{,}1$$

essendo esclusa in questo caso la misura delle resistenze più piccole di $0{,}1 R_3$ o più grandi di $10 R_3$.

In questo caso per ottenere un campo di misura esteso è necessario disporre di alcuni campioni (±1 %) di resistori da includere, mediante un commutatore, al posto di R_3 (fig. 2). Scegliendo per tali resistori i valori 1; 100; 10000 ohm e 1 megahom si hanno i seguenti quattro campi di misura di resistenza: 0,1÷10; 10÷1000 ohm; 1÷100 chiloohm; 0,1÷10 megaohm.

La taratura, anche non disponendo di campioni, è semplice da farsi mediante il calcolo. Infatti per quanto

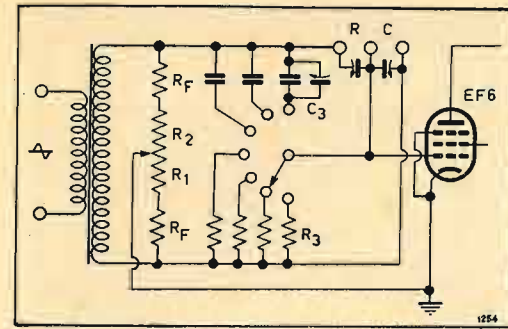



FIG. 2. - Ponte del tipo « Philoscope » GM 4140 della Philips.

detto sopra la scala è divisa da 0,1 a 10; il punto 1 ($R_1 = R_3$) si trova al centro di essa. Le altre graduazioni dànno direttamente il rapporto α:

$$[4] \qquad \alpha = \frac{R_1 + R_F}{R_2 + R_F}$$

Di conseguenza volendo segnare gli altri punti della scala si procederà come segue:

Sia $R_1 + R_2 = 900$ ohm; R_F sarà secondo la [3] 100 ohm; la resistenza totale dei lati variabili del ponte cioè $R_1 + R_2 + 2R_F$ risulta di 1100 ohm quindi risolvendo quest'ultima equazione rispetto alla [4] si ha che:

$$[5] \quad R_1 + R_F = \frac{1100}{1 + \alpha} \quad \text{e} \quad [6] \quad R_2 + R_F = 1100 - (R_1 + R_F)$$

Nell'appendice viene spiegato con un esempio il procedimento per tracciare una scala per un siffatto strumento.

Siccome il ponte è alimentato dalla rete a frequenza industriale esso può essere trasformato in ponte adatto per effettuare misure di capacità sostituendo alle due resistenze R_3 ed R_4 due capacità C_3 e C_4, una nota, l'altra incognita (fig. 1 *b*).

Com'è noto la condizione di equilibrio del ponte, che per la resistenza è data dalla [1]; diviene per la capacità:

$$[7] \qquad R_2 C_4 - R_1 C_3 = 0$$

Confrontando la [7] con la [1] si constata che C_4 prende il posto di R_3 e C_3 il posto di R_4. Perciò allo scopo di potersi servire della stessa graduazione tracciata per la misura della resistenza si dovrà inserire il condensatore campione al posto della resistenza incognita, ed il condensatore incognito al posto della resistenza campione.

Questa disposizione può essere ottenuta con lo stesso commutatore oppure con un opportuno invertitore [1] ai capi di $R_1 + R_2$. La misura si estende da 1pF a 10μF ed è resa possibile dall'inserzione di tre condensatori campioni i cui valori sono 100, 1000pF e 1μF. Tale campo di misura è reso possibile in quanto nel primo campo parziale di misura, per effetto della capacità residua dei collegamenti bisognerà sottrarre alla lettura la capacità di 9 pF. Il primo campo di misura quindi si estenderà da 10—9=1 pF a 991 pF. Per ottenere una capacità residua esatta si sono aggiunte alle capacità dei collegamenti due condensatori in parallelo al condensatore campione ed a quello incognito. I due condensatori sono di capacità tale che con quella predetta dei collegamenti formano 9pF.

3. Indicatore.

I lati del ponte, che comunemente sono collegati ad un galvanometro molto sensibile, nel nostro caso sono connessi tra la griglia ed il catodo di un pentodo ad alto μ (fig. 3). Come si è detto nella premessa esso costituisce un circuito ad elevatissima impedenza che permette un'alta sensibilità di misura.

Sul circuito anodico di questo tubo è connesso un indicatore a raggi catodici « occhio elettronico ». Il suo funzionamento è ben noto [2]; nel nostro caso data la presenza di una tensione alternativa sulla griglia dell'indicatore i bordi del settore in ombra nel cono fluorescente sono sfumati; peraltro tale settore sfumato va via via restringendosi a mano a mano che il ponte viene messo in equilibrio. Raggiunto l'equilibrio anche la componente alternativa della tensione applicata all'indicatore diviene nulla o trascurabile; pertanto anche la sfumatura del settore in ombra sparisce. Naturalmente la larghezza del settore fluorescente base sarà scelta con una appropriata polarizzazione della griglia dell'occhio elettronico.

APPENDICE

Presi come valore base 900 ohm per il potenziometro a filo e 100 ohm per ciascuna delle resistenze fisse da inserire ai lati, procediamo a calcolare un rapporto del sistema allorchè ad esempio la resistenza campione ha il valore di 100 ohm.

La scala sarà tracciata per diversi valori di α come dalla [4]. Per l'esempio esplicativo sarà suffi-

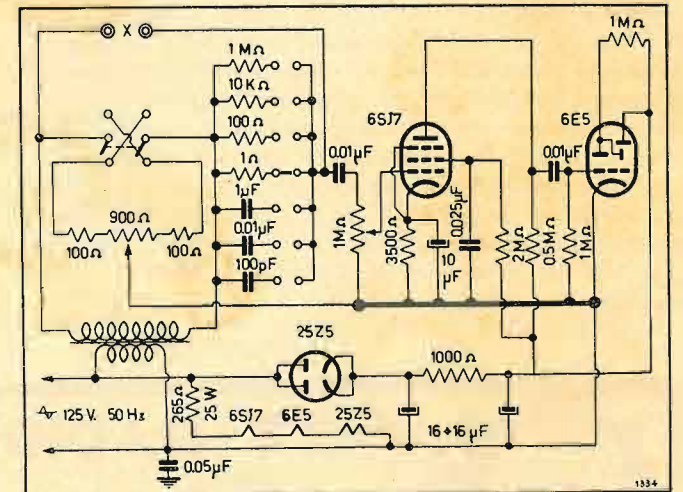



FIG. 3. - Ponte di tipo analogo con invertitore per misure di *R* e *C*.

[1] R. L. PARMENTER: *Simplified RC bridge.* « Radio News », XXXIX, 3, marzo 1948, p. 126.

[2] A. DE FILIPPI: *Indicatori di sintonia.* « Elettronica », I, n. 1, gennaio 1946, p. 20.

ciente il calcolo di un valore: ad es. $\alpha=0{,}5$. Si ha dalla [5] e dalla [6]:

$$R_1 + R_F = \frac{1100}{1+0{,}5} \cong 733\Omega;$$

$$R_2 + R_F = 1100 - (R_1 + R_F) \cong 367\Omega$$

Il valore 0,5 sarà segnato sul potenziometro a filo a partire da un estremo al punto di resistenza 267 ohm (fig. 4). Questo valore sarà misurato servendosi di

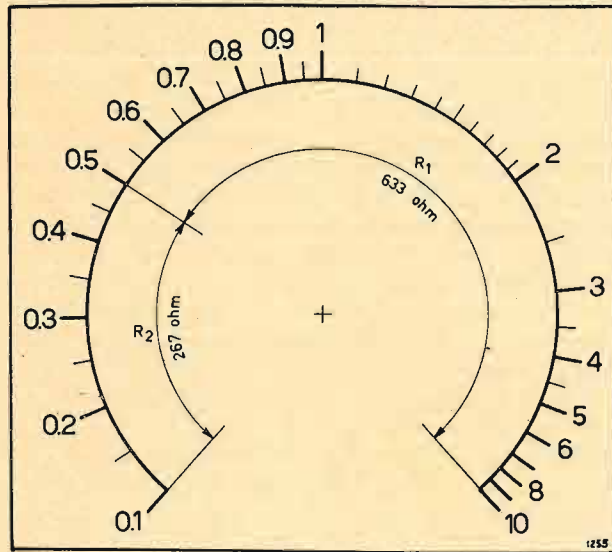



FIG. 4. - Esempio di costruzione di scala per ponte $R\,C$.

un ohmetro che garantisca la precisione dell'1 %. Qualora si abbia un unico filo, la misura può essere fatta semplicemente misurando le lunghezze dei fili proporzionalmente alla loro resistenza; i decimali si troveranno per interpolazione. Il potere moltiplicatore di ciascuna resistenza campione ci fornirà per ogni campo di misura il valore della resistenza incognita in quel punto. Sia ad es. $\times 100$ ($R_3 = 100$ ohm); il valore della R incognita in corrispondenza di $\alpha=0{,}5$ sarà 50 ohm.

N.B. Può essere utile in qualche caso effettuare la ricopertura delle scande onde poter fare delle letture sufficentemente precise anche qualora i valori si trovino sull'inizio o fondo scala. All'uopo basterà scegliere ad esempio le resistenze laterali del potenziometro di valore inferiore ed un potenziometro tale che il valore della resistenza totale del ponte risulti di 1100 ohm. Per la tracciatura della scala si opererà nel modo esemplificato.

CRITICHE E COMMENTI

LA RETE ITALIANA A MODULAZIONE DI FREQUENZA

Per quanto finora si possa dire che in Italia non esistano ancora a disposizione del pubblico ricevitori per questo tipo di trasmissioni, tuttavia, poichè nel programma di ricostruzione della R.A.I. è compresa l'installazione di un certo numero di tali stazioni nei principali centri urbani della penisola, è da ritenere che quanto prima anche i Costruttori italiani potranno provvedere a rifornire il mercato dei necessari ricevitori.

A questo punto sarà utile prevenire qualche domanda che può venire spontanea da parte di chi non è perfettamente al corrente della moderna tecnica radiofonica.

Perchè usare la modulazione di frequenza?

Ha essa particolari vantaggi rispetto all'ormai tradizionale tecnica della modulazione d'ampiezza?

Questo nuovo tipo di trasmissioni è destinato a sostituire o soppiantare il precedente?

Questi interrogativi sono di eccezionale importanza perchè potrebbero determinare una crisi nel mercato degli apparecchi e una possibile diffidenza da parte degli utenti che potrebbero naturalmente essere portati a soprassedere ai loro acquisti di apparecchi riceventi nell'attesa di conoscere quale sarà il successo e lo sviluppo del nuovo sistema.

Rispondendo per ordine, precisiamo che la modulazione di frequenza presenta, rispetto alla modulazione di ampiezza, il vantaggio di consentire una assai più elevata fedeltà di riproduzione e la possibilità di eliminare la maggior parte dei disturbi di origine atmosferica e industriale. *Per contro, questo tipo di modulazione, non potendosi utilmente applicare altro che alle onde ultracorte, a causa della larghezza assai maggiore delle bande laterali interessate dalla modulazione, ha l'inconveniente, comune a tutte le trasmissioni a onda ultra corta, come quelle televisive, di avere una portata limitata al solo raggio ottico.*

Da quanto precede risulta chiara ed inequivocabile l'impossibilità per il nuovo sistema di soppiantare l'antico; infatti chi voglia ricevere trasmissioni straniere, o comunque lontane, non potrà mai fare affidamento sulla modulazione di frequenza, ma dovrà ancora e sempre ricorrere alle onde corte, medie e lunghe modulate in ampiezza.

Non vi è quindi alcun motivo di preoccupazione nè per gli industriali nè per gli utenti.

Per i primi, si tratta invece di un nuovo e più vasto campo di attività che viene loro offerto, per i secondi si tratta, per ora, di avere la possibilità di ascoltare, con i nuovi apparecchi, trasmissioni acusticamente molto più perfette, anche nelle zone urbane in cui la ricezione ordinaria è fortemente soggetta a disturbi. Anche ai possessori di vecchi apparecchi potrà essere data la possibilità di ricevere la MF mediante adattatori, mentre per i nuovi utenti vi sono apparecchi atti a ricevere tanto la MF che la MA.

Questa è certamente la soluzione dell'avvenire ed ha particolare interesse per il nostro Paese in quanto è ormai risaputo che, a causa della configurazione orografica dell'Italia, un servizio di radiodiffusione a onde medie, capace di coprire integralmente il territorio nazionale, richiederebbe un numero assai rilevante di trasmettitori, certamente superiore a quello che, nella più rosea delle ipotesi, ci sarà consentito dal numero di onde assegnate all'Italia.

Tale limitazione viene invece a cadere con la possibilità offerta dalle onde ultracorte di far funzionare un rilevante numero di trasmettitori anche sulla stessa frequenza, senza che ciò dia luogo ad apprezzabili interferenze, purchè la loro distanza sia opportunamente calcolata. Questa condizione sembra facilmente realizzabile in un Paese che, come il nostro, è particolarmente esteso in una direzione e frequentemente intersecato da catene montuose.

E' quindi nostro convincimento che la nuova tecnica di trasmissione, anzichè sostituire l'attuale, potrà ad essa quanto prima affiancarsi e servire quelle regioni che, a causa della loro configurazione - orografica, non sono ancora del tutto ben servite dai trasmettitori a onda media della Rete Nazionale.

Queste non sono parole nostre, ma fanno parte di una conversazione radiofonica tenuta dall'ing. S. Bertolotti il 16 giugno alle 14,40 1947 (1). Da essa risulta ben chiaro quale fosse il programma che la R.A.I. si riprometteva di svolgere nel campo delle trasmissioni a modulazione di frequenza fin dal 1947.

Ora la R.A.I., dopo aver terminato il suo programma di ricostruzione, ed aver dato inizio al potenziamento delle reti radiofoniche italiane ha iniziato, secondo il programma prestabilito, anche l'impianto di stazioni a modulazione di frequenza.

Le stazioni che già funzionano regolarmente, anche se non ancora ufficialmente, sono due: Milano e Torino, con potenza di 3 kW, su lunghezza d'onda di 100,5 MHz la prima e di 99 MHz la seconda. Sono poi in allestimento le stazioni di Roma e Napoli, ma il programma non si esaurisce qui, altre stazioni saranno messe in funzione successivamente (Bologna, Firenze, Genova e Palermo) sì da formare una vera e propria terza rete che potrà dar vita ad un terzo programma.

Lo sviluppo di questa rete sarà adeguato al successo che essa incontrerà nel pubblico. Se questo sarà favorevole anche le città minori potranno diventare sede di una stazione a M. F.

Al fine di sfruttare i reali vantaggi della MF (maggior fedeltà di riproduzione, assenza dei disturbi atmosferici e industriali), la R.A.I. si propone di dar vita ad un terzo programma con elevato carattere culturale e musicale, con trasmissioni appositamente allestite.

(1) *La modulaziooe di frequenza*: « Elettronica », II, agosto 1947, p. 229.

Mentre plaudiamo e ci compiacciamo con la R.A.I. per questa iniziativa, che tende a portare la Radio Italiana ad un sempre maggior livello, putroppo dobbiamo constatare che, ancor'oggi, dopo due anni dall'annunciato programma, le ottimistiche previsioni dell'ingegnere Bertolotti sono ben lontane dall'essere verificate. Infatti l'iniziativa della R.A.I., che incomincia già a concretarsi, trova l'industria italiana ancora completamente impreparata. Perciò la diffusione di questo nuovo sistema e lo stesso sviluppo di questa terza rete vengono ad essere ulteriormente ritardati per questa manchevolezza da parte degli industriali.

L'industria non può certo avanzare l'attenuante di non essere stata avvisata in tempo perchè chi parlava nel giugno 1947 è persona che gode di una posizione di responsabilità ed alla quale si doveva dar credito. Inoltre la R.A.I. ha già fatto trasmissioni sperimentali a M. F. che sono state presentate ufficialmente alla 1ª Fiera di Milano del 1947.

Non si può sempre e solo restare sulle posizioni acquisite, specie in questo campo che è in continuo movimento ascensionale. Per tanti anni l'industria italiana protetta (lo è ancora troppo anche oggi) si è accresciuta e sviluppata indisturbata; oggi non è più concepibile pensare che basti cambiare il mobile ogni anno per ammannire al pubblico nuovi modelli.

Il Gruppo Costruttori Radio ha inviato una circolare ai suoi aderenti (n. 142 Prot. 428 - 1949) per metterli al corrente del programma della R.A.I. ed invitarli a mettersi al lavoro per questa nuova applicazione. In detta circolare è detto chiaro che le stazioni entreranno ufficialmente in servizio e ne verrà data comunicazione al pubblico solo in occasione della Mostra della Radio del 1950, mentre in pratica noi fin d'ora abbiamo già stazioni funzionanti che purtroppo rimarranno inascoltate perchè l'industria italiana non è in grado di fornire al pubblico gli apparecchi atti a ricevere queste nuove trasmissioni.

Non sappiamo quali saranno le ragioni che verranno addotte per giustificare tale ritardo, noi vogliamo solo richiamare l'attenzione su questa lacuna (e non è la sola) dell'industria radio italiana, augurandoci che l'interesse del pubblico e lo sviluppo della radio venga tenuto più presente così da non dover segnare il passo quando non vi è proprio ragione alcuna perchè questo avvenga.

P. G. PORTINO.

LETTERE ALLA DIREZIONE

SERVIZIO DI ASSISTENZA ALLE RADIOAUDIZIONI

Torino, 10 marzo 1949

Egregio Direttore.

Ho preso visione della cortese lettera dell'ing. Zanarini relativa al mio articolo sui Disturbi alle Radioaudizioni e ringrazio il medesimo per le benevole espressioni avute nei miei riguardi.

Convengo anch'io che i provvedimenti da tener presenti in una eventuale revisione della legislazione tutelante le radioaudizioni siano essenzialmente quelli indicati dall'ing. Zanarini, ma desidererei esprimere a tal proposito qualche chiarimento sul lato pratico e burocratico della questione.

L'ing. Zanarini auspica l'istituzione in ogni grande città di un servizio di assistenza dotato di tutti i mezzi idonei alla identificazione e alla eliminazione del disturbo e propone di affidare un tale compito alla RAI: orbene, senza pretesa di volere spezzare una lancia a favore della nostra Società di Radio-diffusione, ma unicamente per l'onore della verità, è onesto si dica che la RAI dispone già da parecchio tempo (almeno 10 anni) di un simile servizio che era appunto contraddistinto nel passato dalla sigla A.T.A. (Assistenza Tecnica Abbonati). Nel 1941, allorchè io lavoravo presso la Direzione Compartimentale EIAR di Torino, avevo fra l'altro l'incarico specifico di occuparmi di questo servizio. Sua attribuzione era di accertare unicamente la fonte disturbatrice e dare nel contempo all'abbonato e al disturbatore i consigli più opportuni per conseguire la migliore attenuazione del disturbo: per mancanza di legislazione coercitiva era fatto tassativo divieto di provvedere al silenziamento, tranne che in casi di eccezionale importanza e sempre d'accordo col proprietario degli apparecchi disturbatori.

L'ufficio A.T.A. del compartimento di Torino, disponeva allora di un apparecchio ricerca disturbi Siemens tipo SUG 68 che fu poi modificato. Successivamente per rispondere ai bisogni del servizio, sempre più numerosi, venne costruito un secondo apparecchio radiolocalizzatore trasportabile, rispondente a particolari requisiti tecnici e di sensibilità, munito di apposita antenna a telaio schermata, come si può vedere dalla acclusa fotografia.

In quel periodo naturalmente non era possibile disporre di altro poichè il materiale difettava per quantità e qualità a motivo della guerra, circostanza che influiva anche negativamente sulla rapidità con cui venivano eseguiti i sopraluoghi, spesso troppo lontani dalla nostra città (talvolta si arrivava fino a Domodossola e oltre); tuttavia si è svolto un buon lavoro fra cui, oltre ai casi banali di silenziamento di macchinette elettrodomestiche, cito i seguenti:

1) silenziamento degli stabilimenti S.I.R.P. (Riserie Piemontesi) di Bianzè;

2) in collaborazione con l'A.T.M. di Torino, prove di silenziamento delle linee e delle vetture tranviarie urbane;

3) in collaborazione con la S.I.P., prove di silenziamento delle linee A. T. e delle centrali della Val d'Aosta;

4) in collaborazione con la S. A. Ferrovie Elettriche Biellesi e la Direzione esercizio SIP di Biella, prove di silenziamento di quelle vetture extraurbane;

5) in collaborazione con la Soc. Naz. COGNE, prove di silenziamento degli stabilimenti di Aosta.

(Sugli argomenti 2 e 3 mi riprometto di tornare più diffusamente in seguito per informare i lettori di quanto è stato fatto e dei risultati ottenuti).

Era stata allora mia cura predisporre un piano di massima sia sui provvedimenti legislativi da soddisfare per un efficace svolgimento del lavoro (fra l'altro erano compresi in questo piano provvedimenti analoghi a quelli segnalati dall'ing. Zanarini), sia anche su tutte le apparecchiature all'uopo necessarie. Però il servizio per cause di forza maggiore venne automaticamente interrotto l'8 settembre 1943.

Oggi questa attività dalla Direz. Compart. è passata alle dipendenze della Direz. Gener. di via Arsenale e non so come essa venga sviluppata.

Per quanto riguarda il passato bisogna dire che la Direzione Eiar vedeva di buon occhio lo sviluppo del servizio, appunto perchè consapevole della importanza che esso assume per lo sviluppo degli abbonamenti e perciò della radiodiffusione. Purtroppo devo anche am-

mettere che spesso non si conseguiva il risultato desiderato non per impossibilità tecnica, ma unicamente perchè i proprietari degli apparecchi disturbatori si opponevano recisamente alla applicazione dei dispositivi silenziatori. In tal caso alla Eiar non restava da fare altro che archiviare la pratica appunto per la impossibilità di risolverla.

Dunque, a mio parere, ritengo che *sia assolutamente indispensabile che venga rivista la legislazione vigente in materia e opportunamente aggiornata, soprattutto con disposizioni coercitive chiare e ben precise.*

Stando così le cose, non ritengo che in tale campo si possano attribuire colpe alla nostra Società di Radiodiffusione; tutt'al più ci si potrebbe chiedere per quali ragioni la RAI, valendosi della sua influenza, non sollecita la promulgazione di una legislazione mirante in via diretta a tutelare l'interesse del radioutente e indirettamente a moltiplicare notevolmente il numero di abbonati. Ma d'altra parte con tutti i problemi che oggi si agitano nel campo radiofonico (costituzione di Soc. Televisive, Scadenza della Concessione, Importazione materiali ERP...) e data la spesa non indifferente che comporterebbe un simile servizio svolto nella maniera più seria, bisogna convenire, anche se ciò può dispiacere, che il problema della eliminazione dei disturbi pur essendo certamente assai importante, non è attualmente il più urgente.

Chiariti questi punti, mi sia permesso aggiungere, cosa che io ho sempre sostenuto, che in una eventuale revisione della legislazione, le difficoltà economiche derivanti da questo esercizio improduttivo potrebbero essere, a mio parere, appianate riconoscendo per legge alla Società che gestisce il servizio di accertamento anche il diritto di provvedere di autorità al relativo silenziamento, dietro corresponsione di un adeguato compenso che varrebbe appunto a coprire l'anzidetto passivo. Ciò avrebbe anche il notevole vantaggio di garantire all'utente il migliore risultato nel silenziamento e al proprietario dell'apparecchio disturbatore la più corretta applicazione tecnica dei dispositivi.

Certamente molto c'è da fare in questo campo, ma nulla è impossibile se si è animati da buona volontà e soprattutto da spirito di collaborazione. L'opera è lunga, ma... basta solo incominciare.

(375) dott. ing. GIOVANNI LOMBARDO.

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE

BOLLETTINO D'INFORMAZIONI
DEL SERVIZIO CLIENTI

ANNO III. N. 18
Maggio 1949

1. - Valvola 35B5.

E' un tetrodo a fascio amplificatore finale particolarmente adatto alla realizzazione di ricevitori sprovvisti di trasformatore di alimentazione. Le dimensioni di ingombro sono rappresentate nella figura 1 e i collegamenti ai piedini nella figura 2.

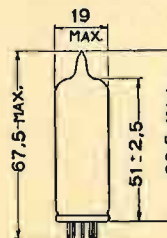



FIG. 1. - Dimensioni d'ingombro 35B5.

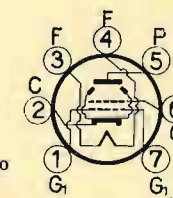



FIG. 2. - Collegamento ai piedini 35B5.

Caratteristiche e dati di funzionamento.

ACCENSIONE.

Tensione di accensione (c.a. o c.c.)	35	V
Corrente di accensione	0,15	A

CAPACITA' INTERELETTRODICHE (senza schermo esterno).

Griglia-anodo	0,4	pF
Ingresso	11	pF
Uscita	6,5	pF

LIMITI MASSIMI DI FUNZIONAMENTO.

Massima tensione anodica	117	V
Massima tensione di schermo (g_2)	117	V
Massima dissipazione anodica	4,5	W
Massima dissipazione di schermo	1	W
Massima tensione cont. tra filamento e catodo	150	V

CONDIZIONI NORMALI DI IMPIEGO.

Amplificatore in classe A_1.

Tensione anodica	110	V
Tensione di schermo	110	V
Tensione di griglia (g_1) (1)	—7,5	V
Segnale di ingresso su g_1 (val. eff.)	5,32	V
Corrente anodica senza segnale	40	mA
Corrente anodica con massimo segnale	41	mA
Corrente di schermo senza segnale	3	mA
Corrente di schermo con massimo segnale	7	mA
Transconduttanza	5800	μA/V
Resistenza di carico	2500	Ω
Potenza di uscita con massimo segnale	1,5	W
Distorsione totale	10	%

NOTE.

(1) L'accoppiamento con lo stadio precedente deve introdurre nel circuito di griglia una resistenza più bassa possibile, sono perciò da preferirsi accoppiamenti a trasformatore o ad impendenza. Con polarizzazione catodica il massimo valore della resistenza di griglia ammessa è di 0,5 MΩ; con polarizzazione fissa questa non dovrà mai superare 0,1 MΩ.

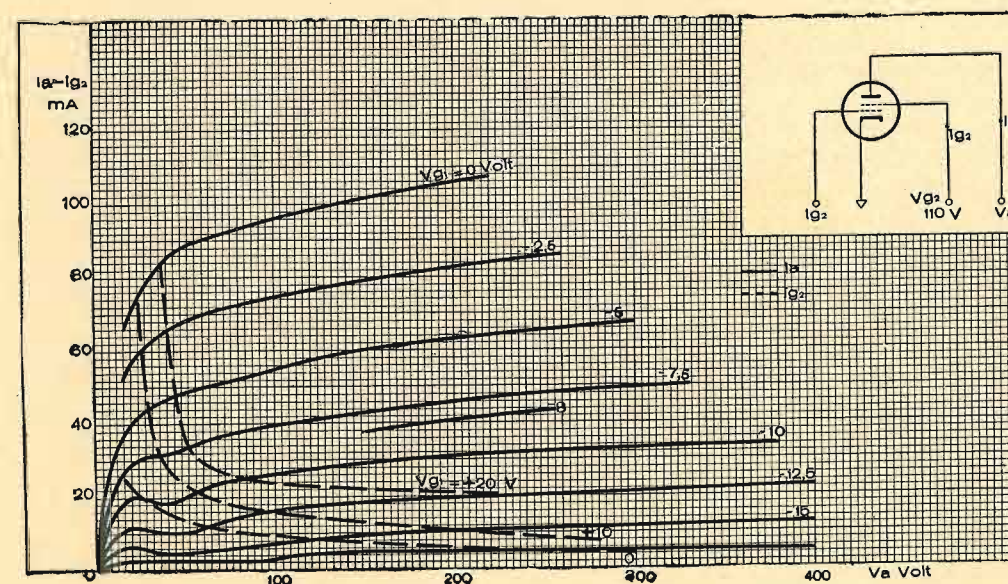



FIG. 3. - Caratteristiche anodiche 35B5.

2. - Dimensioni d'ingombro di valvole FIVRE.

Come in altre occasioni abbiamo accennato, la FIVRE, oltre a far sì che le sue valvole siano elettricamente identiche alle corrispondenti americane, ha iniziato la trasformazione della veste esterna, così che la sostituzione di queste a quelle e viceversa, non richieda alcun adattamento.

Pertanto l'altezza massima dei sottonotati tipi di valvola, a partire da oggi, è quella indicata nella figura posta sopra a ciascun gruppo di valvole.

Le dimensioni indicate nella figura 4 annullano quelle rese note in altre pubblicazioni le quali verranno in seguito aggiornate.

Dimensioni d'ingombro	Tipi di valvole
29,5 ± .05; 70 MAX; 84 MAX; 33,3 MAX; 1385	6SJ7 GT 6SK7 GT 6SQ7 GT 12SJ7 GT 12SK7 GT 12SQ7 GT
28,5 ± 0,5; 84 MAX; 70 MAX; 32	6SA7 GT 6SL7 GT 6X5 GT 12SA7 GT 12SL7 GT 6N7 GT
38 ± 1; 89 MAX; MAX	6Q7 G
44,5 ± 1; 103 MAX; 117,5 MAX	5Y3 G 5Y3 GR 5Y4 G 6V6 G 6N7 G

Fig. 4.

3. - Modifiche apportate alle strutture delle valvole.

L'attività dei tecnici della FIVRE è volta, oltre che alla messa a punto delle valvole nuove, allo studio di modifiche atte a migliorare le caratteristiche meccaniche e di durata di quelle valvole che già da tempo sono in produzione. Oltre a ciò vengono progettate semplificazioni nella struttura delle valvole per raggiungere una maggiore velocità di produzione, senza naturalmente pregiudizio della qualità. Anzi tali semplificazioni portano anch'esse, in definitiva, un miglioramento del prodotto, perchè diminuendo il numero delle operazioni che un'operaia deve eseguire su una data armatura, diminuiscono anche le probabilità che qualche operazione venga eseguita male.

Riteniamo che l'illustrazione di tale lavoro di rinnovamento possa interessare i lettori. I criteri seguiti sono stati i seguenti:

1) rielaborare la struttura della valvola per ottenere determinati vantaggi;

2) semplificare la struttura della valvola per ottenere determinati vantaggi.

Su qualche tipo i due criteri sono stati applicati contemporaneamente.

1) Rielaborazione di strutture.

Modifiche sostanziali sono state apportate a diversi tipi che via via illustreremo.

35Z4 GT.

La vecchia struttura (fig. 5 *a*) dava luogo a diversi inconvenienti che si rivelavano soprattutto in sede di produzione; per ovviare i quali si è passati alla struttura illustrata dalla fig. 5 *b*. Esaminiamo in particolare le differenze: la fig. 6 rappresenta le varie parti costituenti le due realizzazioni. Da queste risultano variate:

la conformazione del supporto:

a) per la vecchia realizzazione;
b) per la nuova realizzazione;

gli isolatori di mica:

c) per la vecchia realizzazione;
d) per la nuova realizzazione.

Il nuovo supporto ha barre laterali, di sostegno dell'anodo, costruite con filo di nichel di diametro maggiore del precedente, per aumentare la robustezza della struttura. Sono state evitate le pieghe di tali barre laterali, che invece si riscontrano nel vecchio supporto, per evitare di imprimere tensioni nel vetro. Tali pieghe servivano per fissare la posizione dell'isolatore inferiore di mica; *a tale scopo ora invece vengono eseguite due schiacciature sulle barre laterali e l'isolatore inferiore risulta così sistemato in modo più preciso di quanto avvenisse in precedenza.*

Il nuovo supporto, essendo semplice e robusto, ha la possibilità di essere consegnato per il montaggio senza che gli sia impressa nessuna deformazione non desiderata, il che permette di ottenere una notevole

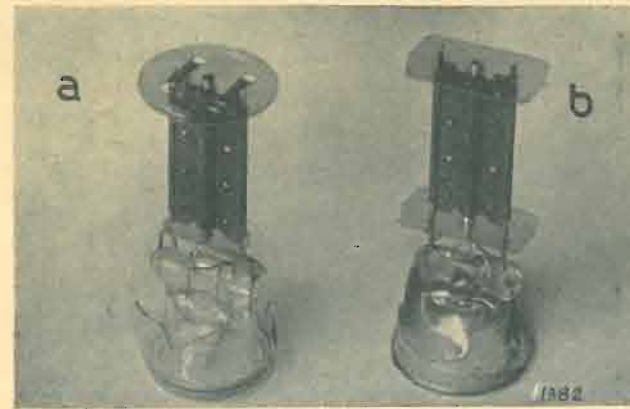



Fig. 5. - Valvola 35Z4 GT: *a*) Vecchia realizzazione; *b*) Nuova realizzazione.

simmetria fra anodo e catodo e quindi una riduzione del pericolo di scariche.

Gli isolatori a mica nella nuova struttura hanno delle puntine che permettono di ancorare molto solidamente la struttura al bulbo del vetro.

Fermi di nichel saldati alle barre al disopra dell'isolante di mica, fissano tra loro le varie parti costituenti l'armatura.

Nella vecchia armatura, quest'ultimo scopo era raggiunto saldando alla placca due graffette solidali col-

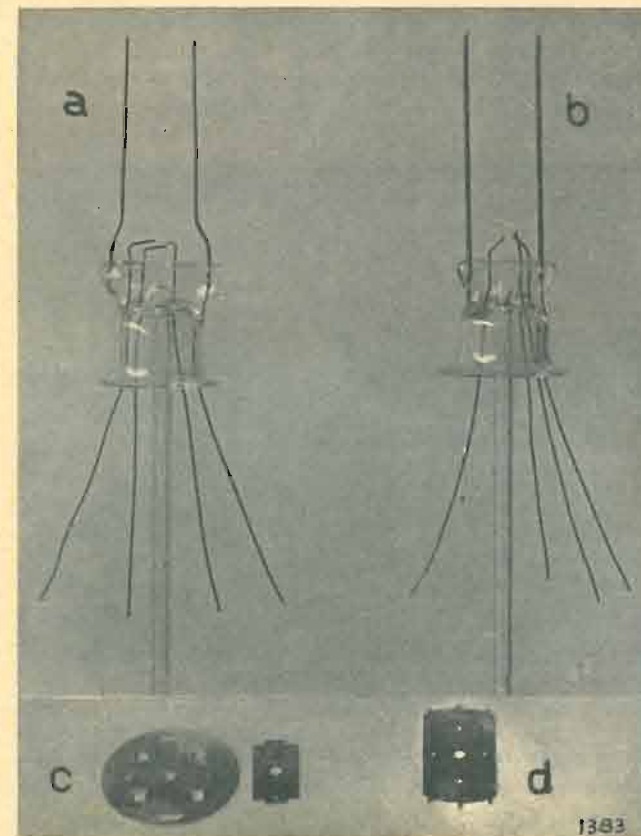



Fig. 6. - Parti costitutive per la valvola 35Z4 GT: *a*) Supporto per la vecchia realizzazione; *b*) Supporto per la nuova realizzazione; *c*) Isolatori in mica per la vecchia realizzazione; *d*) Isolatori in mica per la nuova realizzazione.

l'isolante superiore. Ciò richiedeva due saldature sul nichel carbonizzato piuttosto difficili da eseguire. Deformazioni impresse alla placca, o spostamenti dell'isolante di mica, al lato della saldatura, potevano provocare dissimetrie tra anodo e catodo.

Con la nuova realizzazione è poi possibile, senza peggiorare il rendimento del montaggio, riunire facilmente le parti costituenti l'armatura senza l'aiuto di attrezzi di montaggio i quali sono sempre da evitare appena possibile, perchè in genere sono causa essi stessi di deformazioni delle parti.

Ing. L. Par.

4. - Tecnologia dei tubi elettronici, griglie.

Nelle valvole termoioniche, ad eccezione dei diodi raddrizzatori, oltre all'elettrodo produttore di elettroni (catodo) e all'elettrodo raccoglitore di elettroni (anodo), esistono altri elettrodi (griglie) che servono per regolare le correnti elettroniche e creare nell'interno della valvola quei campi elettrostatici e quelle distribuzioni di potenziale che determinano, in definitiva, le caratterisiche elettriche di un dato tipo di valvola. Troveremo così, per esempio, in un pentodo, una prima griglia, detta griglia di comando, che ha lo scopo di modulare la corrente elettrica diretta verso l'anodo secondo la forma d'onda di un segnale, una seconda griglia (schermo) che serve come acceleratrice di elettroni, ed una terza griglia (soppressore) che ha il solo scopo di eliminare l'effetto di emissione secondaria prodotto dagli elettroni che urtano sulla superficie dell'anodo. Non è questo il luogo per trattare dell'influenza delle varie griglie sulle caratteristiche delle valvole, diremo solo che dal primo triodo costruito da *Lee de Forest* molta strada è stata fatta nell'applicazione di varie griglie ed il loro numero nell'interno di una valvola può variare da uno, a due, a cinque (pentagriglie convertitrici).

Come il catodo è l'elemento più delicato della valvola dal punto di vista chimico fisico, così la griglia è l'elemento più delicato dal punto di vista meccanico. Sulla sua geometria si basano principalmente le caratteristiche delle valvole. Se l'anodo lievemente deformato può non produrre effetto sensibile sulle caratteristiche, una griglia anche col minimo di deformazione può variare i parametri di percentuali inamissibili. Ordine di precisione richiesto nella geometria di una griglia è il centesimo di millimetro.

Normalmente una griglia consiste in una spirale di filo avvolta su due barre di sostegno. Essa viene costruita da speciali macchine avvolgitrici, di cui gli attuali tipi constano di un mandrino ruotante sagomato con due scanalature laterali lungo le quali scorrono le due barre di sostegno, di una vite di trazione normalmente del passo che si vuol dare alla griglia, e di due elementi chiamati rispettivamente intaccatore e schiacciatore che operano in modo da fissare le spire del filo alle barre. Ad ogni giro del mandrino, ognuna delle due barre incontra un disco tagliante che pratica trasversalmente ad essa una intaccatura, nella quale un apposito coltello accompagna il filo dell'av-

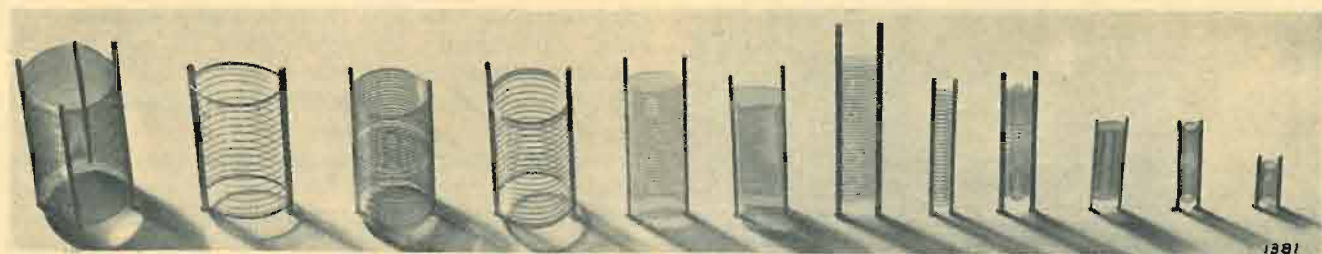



FIG. 7. - Alcune griglie.

volgimento. Diametralmente opposto a questo intaccatore esiste un altro disco a profilo piatto. La barra intaccata con il filo nel seno dell'intaccatura, viene nella rotazione schiacciata così che detto filo rimane incastrato in essa. La macchina gira con continuità

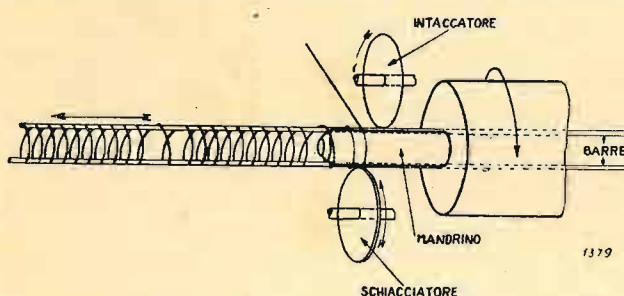



FIG. 8. - Disegno schematico di una avvolgitrice di griglia.

producendo delle bacchette corrispondenti alla lunghezza di circa 8÷10 griglie. Opportuni meccanismi comandati da camme allontanano a tempi opportuni intaccatore e schiacciatore, in modo da avere dei tratti di spire non aggraffate in corrispondenza ai punti dove le singole griglie dovranno essere tagliate; in tal modo si ottengono le così dette gambe delle griglie, ossia i tratti di barre senza avvolgimento che servono per l'introduzione nei fori degli spaziatori di mica.

Una complicazione a queste macchine è necessaria per la produzione delle griglie a passo variabile, in tal caso debbono introdursi due altre camme, una delle quali varia, corrispondentemente al passo voluto, la velocità di avanzamento dovuta alla vite di trazione, e l'altra sposta in corrispondenza lo schiacciatore.

Le bacchette di griglie vengono lavate in solventi organici per pulirle dagli eventuali grassi presenti sulla macchina, stirate a freddo o a caldo per raddrizzare le barre e poi tagliate in apposite taglierine, dopo di che la parte di spira non aggraffata viene svolta ed il filo è tagliato all'altezza della prima aggraffatura.

Le griglie così tagliate vengono messe in apposite navicelle e passate in forni di purificazione a idrogeno dove i metalli di cui sono costituite si disossidano e si ricuociono.

La griglia purificata viene introdotta in appositi attrezzi di stiratura o stampatura o nei casi più semplici in mandrini di calibratura che provvedono a dare allo sviluppo delle spire la forma corrispondente al progetto. I tempi e le temperature dei trattamenti di purificazione sono studiati in modo da non rendere le griglie troppo molli, ma nello stesso tempo in modo da assicurare un grado di ricottura a cui corrisponda un allungamento percentuale del filo tale che siano possibili le operazioni di stiratura o stampatura.

Elementi fondamentali del progetto di una griglia sono: la forma, il passo, il diametro del filo, il diametro delle barre, la calibratura e la qualità del materiale del filo e delle barre.

Circa la qualità del materiale, c'è da dire quanto segue: un difetto particolarmente grave che può verificarsi in valvole in cui non siano stati presi opportuni accorgimenti, è la possibilità di emissione di griglia. La griglia di comando, posta nelle vicinanze del catodo (ad elevata temperatura) può assumere anche una temperatura elevata, e quindi può produrre una vera e propria corrente di emissione elettronica della griglia verso il catodo. A ciò si pone rimedio per due vie, e cioè cercando di mantenere la griglia più fredda possibile (mediante l'uso di radiatori termici e mediante l'uso di materiale per le barre di più alta conducibilità termica [rame]) ed usando materiali con emissione specifica particolarmente bassa (Leghe di Nichel manganese ed altre, evitando il molibdeno).

FIG. 9. - Macchina avvolgitrice.

Dott. G. N.

Ufficio Pubblicazioni Tecniche
FIVRE - PAVIA

RASSEGNA DELLA STAMPA RADIO-ELETTRONICA

A. B. KAUFMAN (W6YOV): ***Trasmettitore dilettantistico modulato in griglia.*** (Grid-Modulated Rig) « Radio Electronics », XX, n. 5, febbraio 1949, p. 22, con 5 figure.

Il trasmettitore descritto eroga una potenza di 80 W a R. F. Esso è modulato sulla griglia di comando; questo sistema rende il trasmettitore meno efficiente, in quanto la profondità di modulazione è minore di quella di un apparato con modulazione di placca e griglia schermo, però il costo del modulatore, e del relativo trasformatore di modulazione, è minore.

Il trasmettitore, con il modulatore e l'alimentatore generale, si compone di undici tubi, più uno stabilizzatore di tensione ed una lampada al neon per l'indicazione di sovramodulazione.

Lo stadio pilota è controllato a cristallo sui 40 m. Il circuito anodico dello stadio è accordato sulla fondamentale del quarzo ed è accoppiato a resistenza-capacità allo stadio seguente. La sintonia si effettua per il minimo assorbimento di corrente anodica; per rendere più stabile il funzionamento si potrà dissintonizzare leggermente. Va notato che la dissintonia va eseguita dal lato ove la corrente anodica *cresce lentamente* e non bruscamente.

Lo stadio duplicatore usa un tubo 807. Allorchè il pilota è alimentato a 400 V ed assorbe 10 mA, la corrente di griglia del duplicatore è di 3÷3,5 mA. Si deve porre attenzione a far funzionare correttamente lo stadio duplicatore, in quanto esso serve altresì da separatore. Per evitare trasferimenti parassiti tra il pilota e lo stadio finale (*P.A.*) viene inserito un *choke* (L_{A_2}) sulla placca del duplicatore. Il circuito oscillatorio anodico è accordato con un condensatore a statore diviso (*split-stator*) per poterlo sintonizzare comodamente tramite un comando sul pannello frontale.

L'assorbimento anodico del duplicatore in funzionamento normale è di circa 30 mA. Affinchè l'alimentazione a R.F. dello stadio finale avvenga regolarmente, è necessario leggere la massima corrente di griglia. Una leggera dissintonia produce diminuzioni repentine di corrente di griglia nello stadio finale. Sul duplicatore-separatore la diminuzione manifestatasi si ripercuote sulla corrente anodica che viene leggermente incrementata. Il valore di L_{A_2} è alquanto critico e va scelto sperimentalmente, il valore base è di 30 μH.

Lo stadio finale comprende due 813 in parallelo alimentate a R. F. attraverso un'accoppiamento di poche spire sulla bobina anodica del duplicatore (1). Per evitare che l'avvolgimento di accoppiamento risuoni per frequenza propria, quando lo stadio finale funziona anche da duplicatore per i 10 m, si inserirà la L_{A_1} di circa 1,8 μH per dissintonizzare il *link*.

Data la notevole capacità d'uscita dei tubi finali la

FIG. 1. - Schema del trasmettitore a modulazione di griglia. Il relè R_{L_2} entra in funzione allorchè si produce un sovvraccarico con conseguente maggior assorbimento del *P. A.* finale.
Verificate le anormalità, il trasmettitore può essere rimesso in funzione premendo il bottone *ES*.
Il commutatore *B* nelle posizioni 1, 2, 3 permette la fonia, l'attesa (*STAND BY*) e la trasmissione in grafia (*cw*). In quest'ultima posizione la portante viene interrotta tramite il funzionamento del rele R_{L_4} che alimenta o blocca le griglie schermo dei tubi 813.
La disposizione del voltmetro consente di non avere l'alta tensione nei reofori dello strumento. La regolazione va effettuata preventivamente con il controllo di uno strumento per alta tensione. La taratura ad esempio per 2000 V verrà fatta portando a fondo scala lo strumento a 300 V. Gli strumenti di controllo sui punti *A, B ... H* saranno da 1 mA fondo scala. Opportuni shunt calcolati sulla scorta delle resistenze interne degli strumenti permettono di regolare le portate a 100 e 15 *mA*.
Il relè ritardato sarà costituito con una lamina bimetallica; tutti i relè sono disegnati in posizione di lavoro (*N. d. R.*).

(1) L'autore indica per questa bobina un normale tipo commerciale per i 20 metri. Essa a nostro avviso è costituita da 13-14 spire di filo di rame argentato ∅ 2 mm. e contenente al centro il *link* di accoppiamento al *P. A. finale* di 2-4 spire. Diametro della bobina 40 mm. lunghezza 50-55 mm. (*N. d. R.*).

sintonia del circuito anodico avviene in maniera diversa dal consueto. La bobina è divisa in due (al centro vi è il solito accoppiatore regolabile per la linea di alimentazione d'aereo). Fra l'estremo anodico di questa bobina e la massa va immaginata connessa la capacità interelettrodica; fra l'altro estremo della bobina e la massa vi è il condensatore variabile 25 pF. Lo schema illustra meglio il sistema di sintonia usato che è simile a quello dello stadio duplicatore. Sulla connessione allo strumento anodico (2) vi è L_{A_5} per bloccare l'eventuale R. F. residua.

Il modulatore è estremamente semplice. Due stadi amplificatori di tensione facenti uso di tubi 6SJ7 e 6C5 a resistenza capacità pilotano un tubo 6L6 di potenza. Sul circuito anodico dello stesso vi è il trasformatore d'uscita con rapporto 1: 1 (*TM*).

All'uopo di ridurre i picchi di sovramodulazione è inserita, sul secondario di quest'ultimo trasformatore, una lampada al neon. Il funzionamento corretto di detta lampada è da ricercarsi mediante misura oscillografica. Con alimentazione anodica dello stadio finale di 1500-1600 V e con una polarizzazione negativa di 140 V, sono richiesti circa 60 V di picco al secondario del trasformatore per modulare al 100 %.

L'alimentazione, pur non differendo dagli schemi consueti, è alquanto complessa. Alcuni relè, uno dei quali ritardato di 30 sec, rendono il complesso di facile manovra.

L'alimentazione è ottenuta mediante 4 tubi dei quali due a gas del tipo 866 A. Un tubo stabilizzatore al neon provvede al negativo del *P.A.* finale; esso è del tipo VR 150. Le tensioni sono rispettivamente di 1500 V, 400, —140. Gli automatismi a relè consentono di inserire dopo 30 sec dall'accensione le placce dei diodi a vapori di mercurio onde non danneggiare gli stessi tubi. Altri relè consentono di prevenire i sovraccarichi, di inserire il tasto per la trasmissione telegrafica e di commutare la linea dell'aereo dal trasmettitore al ricevitore. Quest'ultimo commutatore occorre sia costruito con materiale particolarmente buono per non causare perdite eccessive nei circuiti a R. F.

(378) *R. Z.*

---

(2) Qualora anzichè 4 strumenti di controllo, come è indicato dallo schema originale, il costruttore ne voglia mettere uno solo, è sufficiente prevedere un adatto commutatore (in questo caso a 6 posizioni 2 vie) tale, che mediante 5 opportuni shunt ed una resistenza addizionale inserisca nei circuiti un milliamperometro da 1mA fondo scala (*N. d. R.*).

CAMBIO INDIRIZZO

Per i cambi di indirizzo unitamente al nuovo indirizzo scritto in forma precisa e chiara (possibilmente a macchina) restituire la fascetta con il vecchio indirizzo allegando L. 50 in francobolli.

PUBBLICAZIONI RICEVUTE

RIVISTE

(I sommari non sono completi ma contengono prevalentemente gli articoli attinenti alla radiotecnica).

Rassegna Poste e Telecomunicazioni. XVI, n. 10, ottobre 1948.

L'unione postale europea ed il suo compito (*F. A. Hofman*), p. 387; Ponti radio telefonici multicanali di recente attuazione, p. 397; La XV Mostra della Radio a Milano, la Mostra delle Telecomunicazioni a Torino (*G. Provenza*), p. 408; Traffico telefonico internazionale e turismo nelle riunioni C.C.I.F. di Stoccolma (*S. Bevacqua*), p. 409; Impianti e lavori - Il nuovo cavo interurbano Sanremo-Bordighera-Ventimiglia (*M. Zaccagnini*), p. 412; Previsione delle frequenze ottime per i collegamenti radio a grande distanza per il mese di dicembre 1948, p. 421. (369/166).

Rassegna Poste e Telecomunicazioni. XVI, n. 11 novembre 1948.

La successione nella ricevitoria postale (*V. Niccolò*), p. 435; Telediafonia tra circuiti completi di sistemi a 12 canali su un lungo cavo spupinizzato (*U. Levêque*), p. 445; Evoluzione della telegrafia (*G. Puccioni*), p. 449; Visita agli impianti telefonici interurbani in Svizzera (*A. Gigli*), p. 457; Tecnica pratica ed esercizio, p. 461. (369/170).

Rassegna Poste e Telecomunicazioni. XVI, n. 12, dicembre 1948.

La quinta riunione del comitato consultivo internazionale delle radiocomunicazioni (C.C.I.R.) (*T. Gorio*), p. 493; Sviluppi della telefonia automatica nel campo interurbano (*G. Dal Monte*), p. 503. (369/171).

L'Elettrotecnica. XXVI, n. 1, gennaio 1949.

L'impianto idroelettrico del ciglione eritreo (*D. Trascinelli*), p. 2; La efficienza di trasmissione ed il suo apprezzamento nei sistemi telefonici (*F. Sozzani*), p. 12; Accorgimenti pratici per realizzare la protezione differenziale (*A. Muratori*), p. 32; Sul metodo di misura del grado di ricottura del rame per conduttori (*C. Benco - G. Palandri*), p. 37; Su un quadro sintetico delle macchine elettriche (*G. Vallauri*), p. 38. (369/165).

Alta Frequenza. XVII, n. 6, dicembre 1948.

Esperienze di ottica elettromagnetica (*N. Carrara, P. Checcucci* e *M. Schaffner*), p. 243; Determinazione di fatica uditiva con l'audiometro automatico (*G. G. Sacerdote*), p. 257; Pressione di radiazione (*N. Carrara*), p. 265. (386/178).

L'Antenna. XXI, n. 1, gennaio 1949.

Criteri di progetto di un ricevitore nazionale (*G. Termini*), p. 13; Sviluppi nei circuiti radio-riceventi per onde ultra corte (*A. van Weel*), p. 15; Calcolo dei trasformatori di modulazione (*R. Pera*), p. 20; Ricevitore a cinque tubi Rimlock (*G. Termini*), p. 21; Tecnica degli impulsi aperiodici (*S. Moroni*), p. 24; Analisi di vari « S » metri che possono essere incorporati in ricevitori già realizzati (*Don M. Werry*), p. 26; I rettificatori al selenio negli alimentatori per apparecchi telericeventi (*G. Eannarino*), p. 27; Amplificatore di elevata sensibilità con valvole tipo miniatura (*W. M. Boyer* e *E. Toops*), p. 29. (369/168).

Revue Technique Philips. X, n. 5, novembre 1948.

Un ricevitore di televisione a immagine proiettata. Seconda parte: Il tubo catodico (*J. de Gier*), p. 129; Stabilizzazione della tensione acceleratrice di un microscopio elettronico (*A. C. van Dorsten*), p. 137; Un interruttore di accensione ad azione rapida per lampade fluorescenti (*Th. Hehenkamp*), p. 143; La nuova candela (*W. de Groot*), p. 153. (341/126).

Revue Technique Philips. X, n. 6, dicembre 1948.

Un ricevitore di televisione a immagine proiettata. Il generatore della tensione anodica di 25 kV (*G. J. Siezen* e *F. Kerkhof*), p. 157; Riproduzione di concerti (*R. Vermeulen*), p. 167; Basi per fissare le norme d'illuminazione (*A. A. Kruithof* e *A. M. Kruithof*), p. 176; Una lampada per illuminare le tracce di condensazione in una camera di Wilson (*N. Warmoltz* e *A. M. C. Helmer*), p. 183. (341/127).

Revue Technique Philips. X, n. 7, gennaio 1949.

Una sala di dimostrazione per la registrazione o la riproduzione del suono e per la proiezione cinematografica, p. 193; Procedimenti di preparazione di materie ceramiche prodotti in materie ceramiche (*R. A. Ijdens*), p. 203; Una camera perfezionata per la registrazione dei diagrammi di diffrazione dei raggi X (*W. Parrish* e *E. Cisney*), p. 212. (362/157).

Philips Research Reports. III, n. 5, ottobre 1948.

La sintesi di quadripoli privi di resistenza che possono violare il principio di reciprocità (*B. D. H. Tellegen*), p. 321; Dissipazione del calore per mezzo di convezione libera (*W. Elenbaas*), p. 338; Un nuovo principio per rice-trasmettitori (*A. van Weel*), p. 361; La dipendenza dalla temperatura dell'indice di rifrazione di solidi eteropolari (*J. H. van Santen* e *G. H. Jonker*), p. 371; Determinazione empirica delle funzioni di trasmissione di filtri con caratteristiche preassegnate (*J. F. Klinkhamer*), p. 378. (322/106).

Philips Research Reports. III, n. 6, dicembre 1948.

Molle ad elica e barre di gomma altamente compressibili e loro applicazione alle sospensioni antivibranti (*J. A. Harinx*), p. 401; Dissipazione termica per convezione libera (*W. Elenbass*), p. 450; Anticaustiche. Una costruzione grafica a filo teso ed una formula generale (*C. Zwikker*), p. 466. (362/158).

Radio Technical Digest. II, n. 5, ottobre 1948.

Iperfrequenze (*A. V. J. Martin*), p. 199; Applicazioni dell'elettronica (*E. Belin*), p. 209; L'antenna in televisione (*A. Coudert* e *A. Orlowski*), p. 225; Nuove soluzioni di problemi classici (*M. Alixant*), p. 239; I circuiti a larga banda (*E. H. B. Batelink, J. Kahnke* e *R. L. Waters*), p. 251. (322/108).

Wireless Engineer. XXV, n. 304, gennaio 1949.

Fenditure laterali in guide d'onda rettangolari (*A. L. Cullen*), p. 3; Filtri a linea (*E. K. Sandeman*), p. 11; Capacità interelettrodiche di valvole (*B. L. Humphreys*), p. 26; Radiazione da sistemi di accensione di veicoli (*B. G. Pressey*), p. 31. (362/155).

TIPOGRAFIA L. RATTERO. VIA MODENA 40 / TORINO

IMCARADIO

ALESSANDRIA

MODELLO IF. 51 "NICOLETTA"

(BREVETTI I. FILIPPA)

OU FILIPPA PATENTS

"L'APPARECCHIO DI AVANGUARDIA"

THE ITALIAN LEADING RADIO RECEIVER